

Der Schwingkreiswechselrichter
mit Gegenspannungslast zur
Versorgung von Verbrauchern
mit gepulstem Gleichstrom

vorgelegt von
Werner Kühnel

Erlangen 1986

Der Schwingkreiswertverhältnissen
mit Gleichspannungserzeugung
Verwendung von Verhältnissen
mit gepulsten Gleichstrom

Digitized by the Internet Archive
in 2026

Der Schwingkreiswertverhältnisse
mit Gleichspannungserzeugung
Verwendung von Verhältnissen
mit gepulsten Gleichstrom

Der Schwingkreiswechselrichter mit Gegenspannungslast zur Versorgung von Verbrauchern mit gepulstem Gleichstrom

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
Doktor-Ingenieur

vorgelegt von
Werner Kühnel

Erlangen 1986

Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung:	17. Januar 1986
Tag der Promotion:	09. Juli 1986
Dekan:	Prof. Dr.-Ing. H. Brand
Berichterstatte	Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann
	Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit im Entwicklungslabor für Röntgengeneratoren der Siemens AG, Unternehmensbereich Medizinische Technik.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann danke ich herzlich für sein Interesse an dieser Arbeit und die mir stets gewährte Unterstützung.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff danke ich für die Übernahme des Korreferats.

Sehr geholfen haben mir durch zahlreiche anregende Diskussionen und wertvolle Hinweise Herr Dr.-Ing. K. F. Eichhorn, Herr Dipl.-Ing. W. Rüger, Herr Dipl.-Ing. P. Tichy und Herr Dipl.-Ing. (FH) J. Ußmüller.

Die Reinschrift des Textes und die Anfertigung der zahlreichen Zeichnungen haben Frau R. Gahler, Frau B. Wachowski und Frau B. Spielvogel übernommen. Herr Dipl.-Ing. J. Schulz hat die umfangreichen Simulationsrechnungen durchgeführt. Ihnen allen, sowie meinem Chef, Herrn Dr.-Ing. E. Ammann gilt mein Dank für die tatkräftige Unterstützung.

1.	Einleitung	1
2.	Der Röntgengenerator in der medizinischen Diagnostik	3
2.1	Röntgenstrahlenerzeugung und Röntgendiagnostik, ein kurzer Abriß	3
2.2	Die Aufgaben eines Röntgengenerators	13
2.3	Die Anforderung an den Leistungsteil und die Röhrenspannungsregelung	15
2.4	Lösungen in netzfrequenter Schaltungstechnik	16
3.	Der Leistungsteil in Stromrichtertechnik	21
4.	Die Auswahl des geeigneten Wechselrichters	28
4.1	Auswahlkriterien	28
4.2	Der Rechteckwechselrichter	30
4.3	Parallel- und Serienschwingkreiswechselrichter	33
4.4	Gegenüberstellung und Bewertung der Wechselrichterschaltungen	35
5.	Das Betriebsverhalten des Serienschwingkreiswechselrichters mit Gegenspannungslast	38
5.1	Die prinzipielle Funktion eines Serienschwingkreiswechselrichters	38
5.2	Die Gesamtschaltung des Serienschwingkreiswechselrichters mit dem Hochspannungskreis	41
5.3	Näherung der Last durch eine bipolare Gegenspannung	45
5.4	Methoden der mathematischen Analyse	46
5.5	Das stationäre Betriebsverhalten ohne Berücksichtigung der Wicklungskapazität	48
5.5.1	Ansatz	48
5.5.2	Schwingstrom im nichtlückenden Fall ohne Gegenspannung	49
5.5.3	Schwingstrom im nichtlückenden Fall bei Gegenspannung	56

5.5.4	Kondensatorsspannung im nichtlückenden Fall	57
5.5.5	Lückbetrieb	61
5.5.6	Schwingbedingung ohne Berücksichtigung der Wicklungskapazität	63
5.6	Berücksichtigung der Wicklungskapazität im Ersatzschaltbild	64
5.7	Das stationäre Betriebsverhalten bei Berücksichtigung der Wicklungskapazität	68
5.8	Die Auswertung der Analyseergebnisse	84
5.8.1	Die Anfangswerte des Schwingstromes und der Kondensatorsspannung im stationären Zustand	84
5.8.2	Der zeitliche Verlauf der Schwingkreisgrößen im Vergleich zwischen Rechnung und Messung	87
5.8.3	Die Abhängigkeit des Löschwinkels von den Schaltungsparametern	98
5.8.4	Die Innenwiderstandskurven des Wechselrichters in Verbindung mit dem Hochspannungskreis	101
5.8.5	Die Scheitelwerte des Schwingstromes und der Kondensatorsspannung im stationären Zustand	106
5.8.6	Dimensionierung des Wechselrichters (80kW) und Festlegung der minimal möglichen Zwischenkreis-spannung	109
5.8.7	Das Anfahrverhalten des Wechselrichters mit Gegen-spannungslast	114
5.8.8	Der Einfluß des Magnetisierungs- und Eisenverluststroms der Hochspannungstransformatoren	118
6.	Die erreichte Qualität der Röntgenröhrenspannung	121
6.1	Zur Welligkeit	121
6.2	Kurze Belichtungszeiten und kleine Werte von Q_R	123
7.	Der Übergang zu mehrphasigem Wechselrichterbetrieb	128
7.1	Die Gründe für einen mehrphasigen Betrieb	128
7.2	Der dreiphasige Serienschwingkreiswechselrichter mit Gegenspannungslast	128
7.3	Die Verwendung mehrerer Einphasenwechselrichter	133

8.	Der Schwingkreiswechselrichter als Stellglied im Röhrenspannungsregelkreis	135
8.1	Der Röhrenspannungsregelkreis als pulsfrequenzmoduliertes Regelungssystem (PFM-System)	135
8.2	Zur Theorie von PFM-Regelungssystemen	135
8.3	Beschreibung der Regelstrecke als PFM-System	138
8.3.1	Ersatzschaltbild und Übertragungsfunktion	138
8.3.2	Näherung der Stellimpulse durch Rechteckimpulse	141
8.3.3	Näherung der Stellimpulse durch Sinushalbschwingungen	145
8.4	Entwurf eines PFM-Reglers mit rekursiver Ansprechschwelle	148
8.4.1	Das Konzept	148
8.4.2	Stabilitätsuntersuchung	154
8.4.3	Praktische Messungen und ihre Ausweitung	158
8.5	Entwurf eines integralen PFM-Reglers	165
9.	Zusammenfassung	167
10.	Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen und Symbole	169
11.	Literaturverzeichnis	175

1. Einleitung

Zur Erzeugung von Röntgenstrahlen benötigt man Hochspannung, die der Röntgenröhre von einem Röntgengenerator zur Verfügung gestellt wird.

Ein Rückblick auf die Entwicklung der medizinischen Röntgendiagnostik in den letzten Jahrzehnten läßt schwerpunktmäßig zwei Tendenzen erkennen. Zum einen wurden durch technische Fortschritte bessere oder auch ganz neue Möglichkeiten der Röntgenbildgewinnung erschlossen. Als Beispiele seien die Computertomographie oder die Digitale Subtraktionsangiographie genannt, die beide durch die moderne Digitaltechnik ermöglicht wurden. Zum anderen konnte der erforderliche Dosisbedarf zur Bildgewinnung drastisch reduziert werden.

Beides hat zu stark gestiegenen Anforderungen an den Röntgengenerator geführt. So werden an Genauigkeit und Konstanz der Hochspannung an der Röntgenröhre immer höhere Ansprüche gestellt. Weiterhin tritt neben den alten Wunsch nach kurzen Schaltzeiten bis herab zu einer Millisekunde die Notwendigkeit, auch noch kleinste, durch die Röntgenröhre fließende Ladungsmengen exakt schalten zu können.

Herkömmliche Schaltungskonzepte in 50 Hz-Technik können diese Forderungen immer schwerer erfüllen, weswegen der Weg beschritten wurde, die anstehenden Probleme mit Hilfe der modernen Stromrichtertechnik zu lösen, die sich in anderen Anwendungsbereichen, wie z.B. in der Antriebstechnik oder bei der induktiven Erwärmung bereits bestens bewährt hat.

Die vorliegende Arbeit behandelt den Einsatz von Serienschwingkreiswechselrichtern bei der Erzeugung und Regelung der Hochspannung an der Röntgenröhre. Die Ansteuerfrequenzen liegen im Bereich von mehreren Kilohertz.

Die speziellen Aufgaben der Röntgendiagnostik führen zu Randbedingungen, wie sie in der Leistungselektronik sonst nur selten vorkommen, woraus sich die Notwendigkeit ergibt, in den ersten beiden Kapiteln zunächst auf diesen Hintergrund einzugehen.

Als nächstes wird dargelegt, weshalb der Serienschwingkreiswechselrichter als die bestgeeignetste Schaltung aus mehreren denkbaren Lösungen ausgewählt worden ist.

Um das Betriebsverhalten des Wechselrichters ermitteln zu können, ist anschließend zu zeigen, daß die Last am einfachsten als Gegenspannung interpretiert werden kann. Die anhand dieses Modells durchgeführte mathematische Analyse hat weiterhin noch die Wicklungskapazitäten der Hochspannungstransformatoren zu berücksichtigen, da sie das Schwingverhalten zusätzlich stark beeinflussen.

Nach der Auswertung der Analyseergebnisse wird in einem weiteren Kapitel die Einbindung des Wechselrichters in den Hochspannungsregelkreis behandelt. Ein besonderes Interesse wird der Aufgabe gewidmet, den Wechselrichter zusammen mit seinem Verbraucher als pulsfrequenzmoduliertes System zu beschreiben, ein Verfahren, das im vorliegenden Fall der physikalischen Realität am besten entspricht, da der Wechselrichter Energie nur paketweise, also in quantisierter Form abgeben kann.

In allen Fällen wird darauf geachtet, die analytischen Ergebnisse durch Messungen zu belegen.

Aufgezeigt werden auch die Grenzen der behandelten Lösung und die Möglichkeiten der weiteren Entwicklung.

2. Der Röntgengenerator in der medizinischen Diagnostik

2.1 Röntgenstrahlenerzeugung und Röntgendiagnostik, ein kurzer Abriß [1, 2]

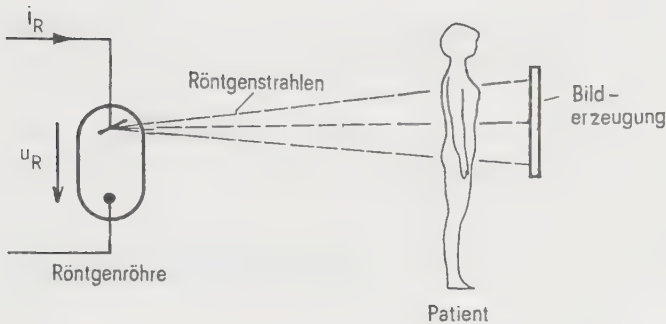


Bild 2.1-1: Prinzip der Röntgenbilderzeugung

Die Röntgenröhre ist eine Hochvakuumröhre mit direkt geheizter Wolframkatode. Die von der Anodenspannung u_R auf hohe Geschwindigkeit beschleunigten Elektronen verursachen beim Auftreffen auf den Anodenteller die Aussendung der Röntgenstrahlung. Es handelt sich dabei zum überwiegenden Teil um ein kontinuierliches Bremsstrahlenspektrum, der Anteil der charakteristischen Strahlung ist meist vernachlässigbar.

Dieser Prozeß geschieht mit einem sehr schlechten Wirkungsgrad, nur etwa 1% der Anodenleistung werden in Röntgenstrahlung umgesetzt, der Rest geht als Wärme verloren.

Die Röhrenspannung u_R bestimmt die maximale Energie der Strahlenquanten und damit auch den Bildcharakter.

Der Röhrenstrom i_R wird normalerweise über den Heizstrom der Katode beeinflusst.

Für die in der Bildebene meßbare Energiedosisleistung $\dot{D}$ gilt die Beziehung [3]:

$$\dot{D} = k_d \cdot i_R \cdot u_R^n \quad (2.1-1).$$

u_R und i_R sind Röntgenröhrenspannung und Röntgenröhrenstrom (siehe Bild 2.1-1).

k_d ist ein Proportionalitätskoeffizient, von der Dicke und Materialbeschaffenheit des Objekts und dem Strahlenspektrum abhängig.

n hängt von der Dicke und den Absorptionseigenschaften des Objekts, sowie von u_R selbst ab. Nach empirischer Ermittlung [4] liegt n im Bereich: $n = 2 \dots 5$.

Für die in der Bildebene auftreffende Energiedosis D gilt:

$$D = \int_0^{T_B} k_d \cdot u_R^n(\tau) \cdot i_R(\tau) \cdot d\tau \quad (2.1-2)$$

mit T_B als Belichtungszeit.

Diese Energiedosis ist für die richtige Schwärzung der Röntgenaufnahme maßgeblich. Ihre Größe ist vom Bildempfangssystem abhängig.

Unter der Voraussetzung $u_R = \text{const.}$ und $i_R = \text{const.}$ geht Gleichung (2.1-2) über in die oft zu findende Form

$$D = k_d \cdot u_R^n \cdot i_R \cdot T_B \quad (2.1-3).$$

Definitionen elektrischer Größen in der Röntgendiagnostik [5, 6]

1. Röntgenröhrenspannung

Man kann davon ausgehen, daß die Röntgenröhrenspannung in der Regel keine ideale Gleichspannung ist, sondern daß schaltungsbedingt eine gewisse Welligkeit vorhanden ist. Die maximale Energie der Strahlenquanten wird vom Scheitelwert der Röntgenröhrenspannung bestimmt, der deswegen als Nominalwert definiert ist.

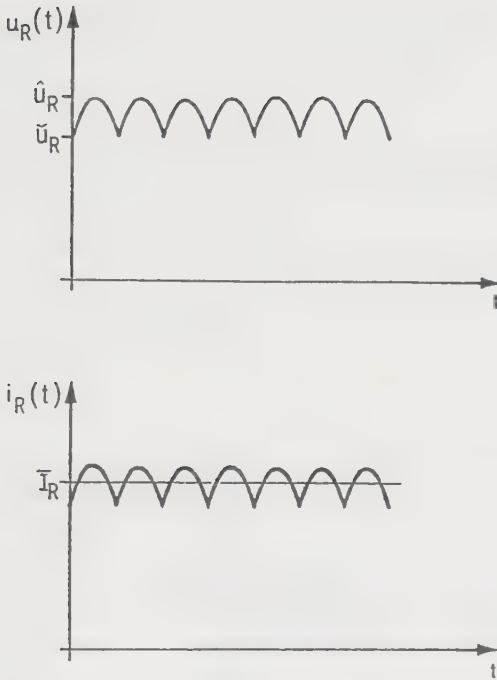


Bild 2.1-2: Definition der elektrischen Größen in der Röntgendiagnostik

2. Welligkeit (Pulsation) der Röhrenspannung

Aufgrund des exponentiellen Einflusses der Röntgenröhrenspannung u_R auf die Dosisleistung $\dot{D}$ (Gleichung 2.1-1) soll die Welligkeit klein sein, damit die Dosisausbeute hoch ist. Die Welligkeit oder Pulsation der Röntgenröhrenspannung wird in Spitze - Spitze - Werten angegeben [5]:

$$w = \frac{\hat{u}_R - \tilde{u}_R}{\hat{u}_R} \cdot 100\% \quad (2.1-4)$$

3. Röntgenröhrenstrom

Angaben bezüglich des Röhrenstromes beziehen sich, wenn nicht anders vermerkt, stets auf den Mittelwert $\bar{I}_R$.

4. Röntgenröhrenleistung

Für die Leistungsaufnahme einer Röntgenröhre wird gesetzt:

$$P_R = k \cdot \hat{u}_R \cdot \bar{I}_R \quad (2.1-5)$$

k ist ein Faktor, der Größe und Kurvenform der Welligkeit charakterisiert [5].

5. Belichtungszeit

Die photographische Belichtungszeit T_B , im folgenden kurz als Belichtungszeit bezeichnet, ist mit Hilfe der 75%-Punkte von $\hat{u}_R$ definiert [5].

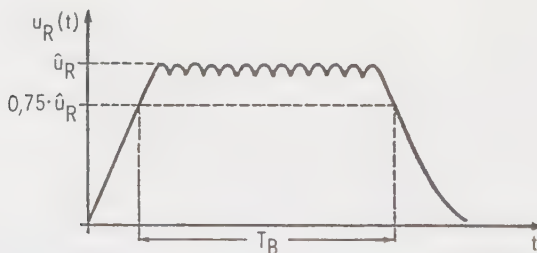


Bild 2.1-3: Definition der Belichtungszeit in der Röntgendiagnostik

6. Elektrische Ladung Q_R

Die durch die Röntgenröhre während der Zeit T_B fließende Ladungsmenge

$$Q_R = \int_0^{T_B} i_R(\tau) \cdot d\tau \quad (2.1-6)$$

bestimmt unter anderem die Schwärzung des Röntgenfilms und wird in Milliampere-sekunden (mAs) angegeben [5].

Betriebsarten:

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen zwei Betriebsarten, der Durchleuchtung und der Röntgenaufnahme.

Alle weiteren Untersuchungsmöglichkeiten wie Serienaufnahmetechnik, Röntgenkinematographie, DSA (digitale Subtraktionsangiographie) und Computertomographie lassen sich, bezogen auf die Anforderungen an den Generator, entweder der Aufnahme oder der Durchleuchtung zurechnen.

Durchleuchtung:

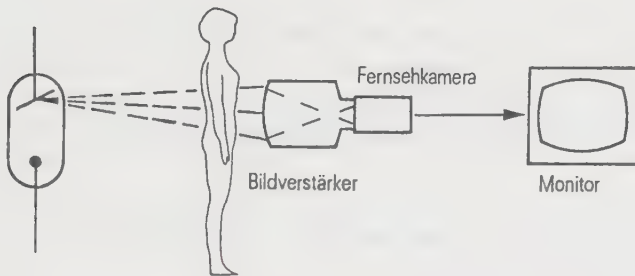


Bild 2.1-4: Prinzip der Röntgendurchleuchtung

Die von der Röntgenröhre ausgehende Strahlung wird vom Patienten unterschiedlich geschwächt, wodurch am Eingangsleuchtschirm des Bildverstärkers ein Bild des untersuchten Objektes entsteht. Im Bildverstärker wird dieses Bild verstärkt, von einer Fernsehkamera aufgenommen und am Monitor wiedergegeben. Um den Bedienenden von der Einstellung technischer Größen weitgehend zu entlasten, wird die Helligkeit des Durchleuchtungsbildes am Ausgang des Bildverstärkers automatisch auf einen vorgegebenen Wert geregelt, wobei die Röhrenspannung $\hat{U}_R$ zusammen mit dem Röhrenstrom $\bar{I}_R$ nachgeführt wird, beispielsweise nach der Verknüpfung von Bild 2.1-5.

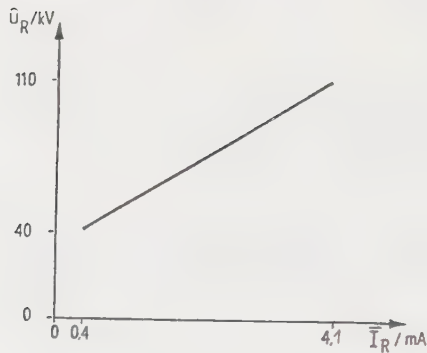


Bild 2.1-5: Beispiel für eine Verknüpfung von Röhrenstrom und Röhrenspannung bei Durchleuchtungsbetrieb

Da diese Regelung auch während der Untersuchung wirkt, werden Objektveränderungen durch Drehung oder Verschiebung des Patienten voll ausgeglichen. Es handelt sich im Prinzip um eine Dosisleistungsregelung, auch wenn die Dosisleistung nicht direkt geregelt wird, sondern nur indirekt über die Helligkeit des Durchleuchtungsbildes.

Im Sinne einer hohen Strahlenhygiene wird mit niedrigen Dosisleistungswerten und damit auch mit geringen Röhrenleistungen gearbeitet. Einige charakteristische Werte sind:

$$\hat{U}_R = 40 \dots 110 \text{ kV}$$

$$\bar{I}_R = 0,5 \dots 4,1 \text{ mA}$$

$$P_R \leq 450 \text{ W}$$

Auch wenn aus Strahlenschutzgründen die Untersuchungsdauer so kurz wie möglich sein soll, ergeben sich oft Durchleuchtungszeiten im Minutenbereich. Bezüglich der Röntgenröhre und des Röntgenerators, der die elektrischen Betriebswerte zur Verfügung zu stellen hat, handelt es sich quasi um eine Dauerleistung.

Röntgenaufnahme:

Hier wird das Röntgenrelief auf einem Röntgenfilm abgebildet, wobei die Strahlung den Film direkt* oder über einen Bildverstärker belichten kann; beide Verfahren werden verwendet. Um Bewegungsunschärfen auszuschalten (z.B. Herzbewegung), muß die Belichtungszeit oft sehr kurz gehalten werden (bis zu 1 ms), was große Röhrenströme und somit hohe kurzzeitige Anodenverlustleistungen erfordert. Bezüglich des Röntgenerators handelt es sich um eine Kurzzeitleistung mit extrem niedrigem Puls-Pausen-Verhältnis.

Einige charakteristische Werte sind (siehe hierzu auch Bild 2.4-2):

$$\hat{U}_R = 40 \dots 150 \text{ kV}$$

$$\bar{I}_R = 10 \dots 1250 \text{ mA}$$

$$P_R \leq 100 \text{ kW nach Bild 2.1-6}$$

$$T_B = 1 \text{ ms} \dots 5 \text{ s}$$

Die zulässige Leistung P_R einer Röntgenröhre ist eine Funktion der Belichtungszeit T_B (Bild 2.1-6).

* Tatsächlich wird der Film in der Regel nicht von der Röntgenstrahlung allein belichtet, sondern mit Hilfe von Leuchtstoffolien wird ein Teil dieser Strahlung in Licht umgesetzt. Hierdurch wird der Wirkungsgrad bei der Bildgewinnung wesentlich verbessert.

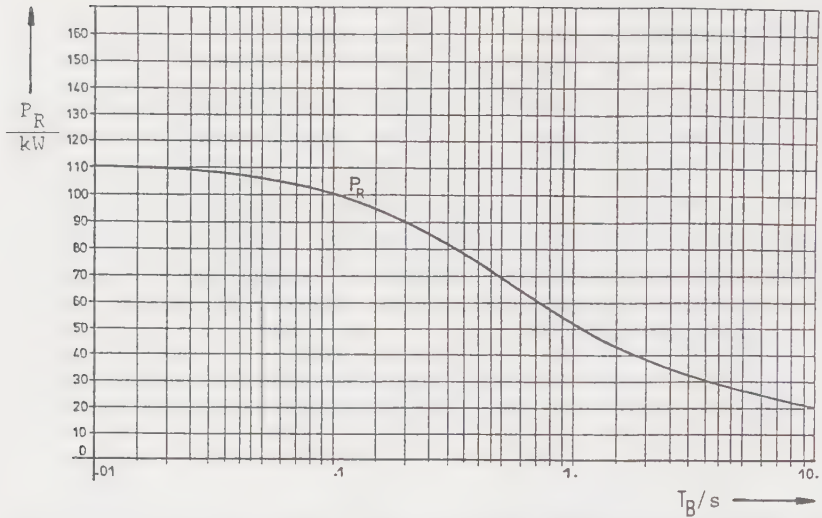


Bild 2.1-6: Belichtungszeit T_B in Abhängigkeit der Röntgenröhrenleistung am Beispiel einer 100 kW-Röhre

Die Nennleistung einer Röhre ist definiert als der zulässige Belastungswert bei einer Aufnahmedauer von $T_B = 0,1$ s.

Die bisherigen Aussagen bezüglich der Leistung gelten für den Fall, daß $\hat{u}_R$ und $\bar{I}_R$ während einer Aufnahme konstant gehalten werden. Der Bedienende stellt dabei nach seiner Erfahrung bzw. nach einer Tabelle neben der Röhrenspannung $\hat{u}_R$ auch das Produkt

$$Q_R = \bar{I}_R \cdot T_B \quad (2.1-7)$$

ein.

Ein Belastungsrechner sorgt dafür, daß er immer den zur kürzest möglichen Belichtungszeit T_B richtigen Röhrenstrom $\bar{I}_R$ erhält, d.h. der Belastungsrechner sucht in der Kurve nach Bild 2.1-6 genau den Punkt, bei dem das Produkt $\bar{I}_R \cdot T_B$ den gewünschten Wert ergibt.

Im Gegensatz hierzu steht der Betrieb mit automatischer Belichtung nach Bild 2.1-7.

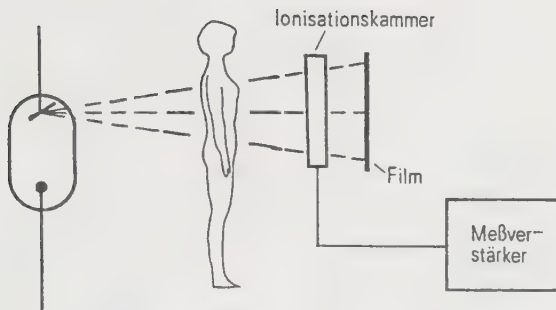


Bild 2.1-7: Prinzip einer Röntgenaufnahme mit automatischer Belichtung

Mit der Ionisationskammer wird die Dosisleistung und über eine Integratorschaltung im Meßverstärker die Dosis gemessen. Die Aufnahme wird abgeschaltet, sobald die Dosis den zur richtigen Filmschwärzung vorgegebenen Wert erreicht hat. Da der Wert Q_R hier zunächst unbekannt ist, wird in diesem Fall vorteilhaft mit kontinuierlich fallender Last oder "Initiallast" $p_i(t)$ gearbeitet [7]. Die Temperatur im Brennfleck, d.h. im Auftreffpunkt der Elektronen auf die Anode, darf einen bestimmten Maximalwert nicht übersteigen. Zu Beginn der Aufnahme wird die Röhre mit der höchsten zulässigen Leistung betrieben. Mit zunehmender Erwärmung der Anode wird die Leistung zurückgenommen. Damit ist sichergestellt, daß die Brennflecktemperatur den zulässigen Maximalwert auch bei langen Belichtungszeiten nicht überschreitet (Bild 2.1-8). Da die Röhrenspannung $\hat{u}_R$ wegen des gewünschten Bildcharakters konstant sein soll, kann die Leistungsreduktion während der Aufnahme nur über eine Reduktion des Anodenstromes $\bar{I}_R$ erfolgen.

Mit dieser Methode erzielt man kürzest mögliche Belichtungszeiten ohne die benötigte Ladungsmenge Q_R von vornherein zu kennen.

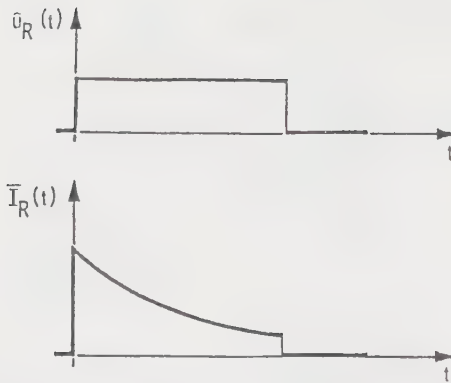


Bild 2.1-8: Röhrenstrom und Röhrenspannung bei Betrieb mit kontinuierlich fallender Last

Als wichtige medizinische Untersuchungstechnik ist die Beobachtung funktioneller Veränderungen zu erwähnen. Man muß hier in dichter Folge mehrere Röntgenaufnahmen anfertigen; ein Beispiel ist die Röntgenkinematographie. Eine Kinokamera läuft mit einer dem Objekt angepaßten Bildfrequenz. Die geforderten Bildfrequenzen reichen in der Regel bis zu 120 Bilder pro Sekunde. Während des Hellsektors steht der Film still und kann belichtet werden, während des Dunkelsektors wird der Film transportiert, natürlich ohne Strahlung. Es ist daher eine gepulste Röntgenstrahlung notwendig, jedes belichtete Bild entspricht einer Röntgenaufnahme.

Bei diesem Kino-Puls-Betrieb ist eine hohe Konstanz der einzelnen Strahlungspulse erforderlich. Während bei einer normalen Röntgenaufnahme Dosisschwankungen (und damit Belichtungsschwankungen) erst erkannt werden, wenn sie den Wert von 10% bis 20% überschreiten, können bei Kinobetrieb Dosisschwankungen bis zu 3% noch erkennbar sein (Flackern). Noch härtere Anforderungen existieren bei der digitalen Bildverarbeitung, z.B. dann, wenn zwei Bilder voneinander subtrahiert werden.

2.2 Die Aufgaben eines Röntgenerators

Die Aufgaben eines Röntgenerators zeigt - stark vereinfacht - das Bild 2.2-1:

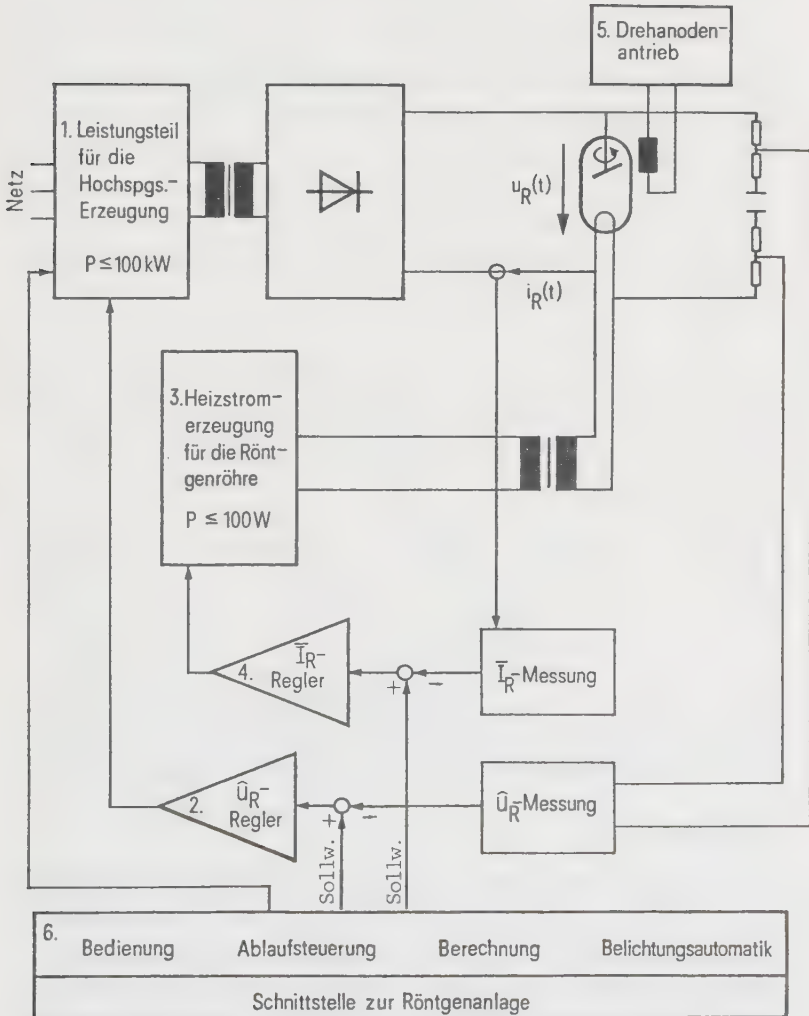


Bild 2.2-1: Prinzipschaltbild eines Röntgenerators

1. Der Leistungsteil hat die elektrische Energie für die Hochspannungserzeugung zur Verfügung zu stellen.
2. Der Röhrenspannungsregler sorgt dafür, daß die Röntgenröhrenspannung $\hat{u}_R$ möglichst gut dem Sollwert entspricht. Der Leistungsteil nach 1. ist so zu strukturieren, daß die Regelung der Röhrenspannung möglichst schnell und einfach erfolgen kann.
3. Stromversorgung für die Katodenheizung der Röntgenröhre.
4. Röhrenstromregler:

Die Veränderung des Röhrenstroms erfolgt fast immer über die Katodenheizung, ist also wegen der thermischen Zeitkonstante der Katode relativ träge (Zeitkonstante: 30 ms ... 500 ms).

Bild 2.2-2 zeigt den Zusammenhang zwischen Röhrenstrom und Heizstrom am Beispiel einer 100 kW-Röhre [1].

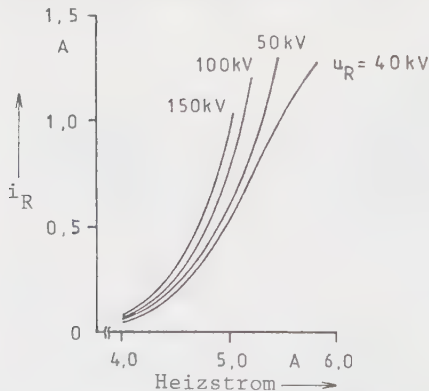


Bild 2.2-2: Röhrenstrom in Abhängigkeit des Heizstroms und der Röhrenspannung am Beispiel einer 100 kW-Röhre

5. Drehanodenantrieb [2].
6. Die "zentrale Intelligenz" muß eine sinnvolle Bedienung ermöglichen; sie stellt die Sollwerte für den Röhrenstrom und die Röhrenspannung zur Verfügung, steuert den Ablauf und stellt die Kommunikation zu den anderen Komponenten einer Röntgenanlage her. In diesem Punkt mit eingeschlossen sind auch die verschiedenen Belichtungsautomatiken.

Die vorliegende Arbeit befaßt sich ausschließlich mit den Punkten 1. und 2. Die Anforderungen an einen Röntgengenerator, wie sie sich aus dem Kapitel 2.1 ergeben, werden deswegen auch nur insoweit behandelt werden, wie sie diese beiden Punkte betreffen.

2.3 Die Anforderungen an den Leistungsteil und die Röhrenspannungsregelung

Aus den im Kapitel 2.1 niedergelegten diagnostischen Forderungen läßt sich der folgende Pflichtenkatalog zusammenstellen:

* Leistungsbereich

Kurzzeitleistung $P_R \leq 100 \text{ kW}$ bei $T_B = 0,1\text{s}$ (in der vorliegenden Arbeit wird schwerpunktmäßig ein Leistungsteil mit $P_R = 80 \text{ kW}$ behandelt)

Dauerleistung $P_R \leq 450 \text{ W}$

* Röhrenspannung

$\hat{U}_R = 40 \text{ kV} \dots 150 \text{ kV}$

* Welligkeit der Röhrenspannung

Die Welligkeit der Hochspannung an der Röntgenröhre soll in der Größenordnung der Welligkeit einer Zwölfpulsschaltung liegen, also im Bereich von ungefähr 3 ... 4%.

* Kürzeste Belichtungszeit und kleinste Ladungsmenge Q_R

$T_{B \text{ min}} = 1 \text{ ms}$

$Q_{R \text{ min}} = 0,5 \text{ mAs}$

* Genauigkeit der Röhrenspannungsregelung

Die an der Röntgenröhre liegende Spannung $\hat{U}_R$ bestimmt den Bildcharakter der Röntgenaufnahme. Es wird die Einhaltung einer absoluten Toleranz von ± 5% gefordert.

* Schnelligkeit der Röhrenspannungsregelung

Die kürzeste Belichtungszeit von 1 ms bestimmt weitgehend die Regelgeschwindigkeit der Röhrenspannungsregelung. Überschwingungen beim Einschalten sollen nur wenige Prozent betragen. Die auftretenden Störgrößen (Netzspannungsschwankungen, Änderung des Röhrenstroms bei Initiallastbetrieb, usw.) können gegenüber der kürzesten Belichtungszeit als langsam angesehen werden.

* Forderungen an die Konstanz der Röntgenröhrenspannung

Werden zwei oder mehr Röntgenbilder gemeinsam ausgewertet, erfordert dies eine hohe Konstanz der Röntgenröhrenspannung. Als Beispiele seien die bereits im Kapitel 2.1 erwähnte Röntgenkinematographie und die digitale Bildverarbeitung genannt.

Die dabei für die Zeitdauer einer Untersuchung einzuhaltende relative Toleranz ist wesentlich kleiner als die absolute Toleranz von $\pm 5\%$. Die erforderlichen Werte sind von Fall zu Fall etwas verschieden, als kleinste relative Toleranz der Röhrenspannung ist derzeit ein Wert von $\pm 1\%$ anzusehen.

2.4 Lösungen in netzfrequenter Schaltungstechnik

Bild 2.4-1 zeigt das Blockschaltbild eines netzfrequenten Röntgen-
generators, wie er in der höheren Leistungsklasse (50 kW...100 kW) in
verschiedenen Abwandlungen eingesetzt wird.

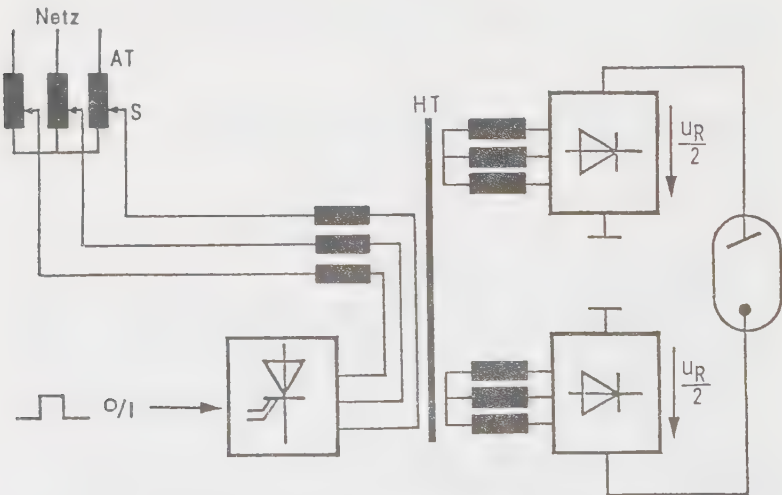


Bild 2.4-1: Leistungsteil in netzfrequenter Schaltungstechnik

Die Netzspannung wird über einen Autotransformator AT dem Hochspannungstransformator HT zugeführt. Auf der Sekundärseite des Hochspannungstrafos wird durch Gleichrichtung die Röntgenröhrenspannung gewonnen. Aus Gründen der leichteren Hochspannungs isolation ist sie symmetrisch gegen Erde aufgeteilt.

In Bild 2.4-1 ist eine Sechspulsgleichrichtung angedeutet. Sehr häufig wird allerdings auch aus den in Kapitel 2.1 genannten Gründen eine Zwölfpulsgleichrichtung verwendet. Die Hochspannungswelligkeiten nach Gl. (2.1-4) sind dabei unter idealen Voraussetzungen:

$$w = 13,4\% \text{ bei der Sechspulsgleichrichtung} \quad (2.4-1)$$

$$w = 3,4\% \text{ bei der Zwölfpulsgleichrichtung} \quad (2.4-2)$$

In der Realität sind die Welligkeiten größer wegen auftretender Unsymmetrien in den einzelnen Phasen.

Aus- und eingeschaltet wird die Strahlung durch einen im Sternpunkt der Primärwicklungen angeordneten Thyristorschalter TS. Oftmals wird auch nur ein in den drei Phasen angeordnetes Netzschütz verwendet (wenn keine kurzen Schaltzeiten gefordert sind).

Bei Röntgengeneratoren kleinerer Leistung werden auch einphasige Schaltungen verwendet.

Von der Röntgenröhre her gesehen besitzt solch ein Röntgengenerator eine erhebliche Innenimpedanz, weil wegen der geringen geforderten Dauerleistung der Hochspannungstransformator wirtschaftlich nur mit einem großen Innenwiderstand herstellbar ist.

Der Innenwiderstand ist für die hier durchgeführten prinzipiellen Überlegungen mit genügender Genauigkeit als Wirkwiderstand anzusehen und damit im $\hat{u}_R - \bar{I}_R$ -Kennlinienfeld als Gerade darstellbar.

Das Bild 2.4-2 zeigt den Arbeitsbereich einer Röntgenröhre (im Beispiel 100 kW) zusammen mit der Innenwiderstandsgeraden des Generators (einschl. des Netzinneinwiderstandes).

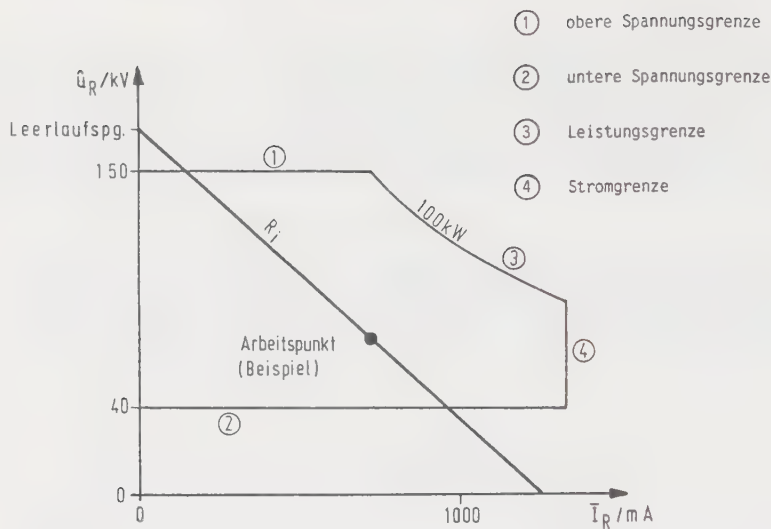


Bild 2.4-2: Arbeitsbereich und Innenwiderstandsgerade eines netzfrequenten Leistungsteils

Vor Beginn einer Röntgenaufnahme ist es notwendig, die Leerlaufspannung über den Schleifkontakt S des Autotransformators einzustellen und den Heizstrom der Röhrenkatode auf den Wert zu bringen, der dem gewünschten Röhrenstrom $\bar{I}_R$ entspricht.

Nachteile dieses Schaltprinzips:

* Es gibt zwei Möglichkeiten der Regelung der Röntgenröhrenspannung, einmal über den Schleifkontakt S des Autotransformators, zum zweiten über den Röhrenstrom, also eigentlich über den Heizstrom der Röhrenkatode. Beide Möglichkeiten sind langsam, typische Regelzeitkonstanten liegen in der Größenordnung von 0,1s. Da die kürzesten Röntgenaufnahmen im Bereich von 1ms liegen, bedeutet dies, daß die Voreinstellung der Leerlaufspannung und des Röhrenstroms sehr genau sein muß, was noch dadurch erschwert wird, daß der Zusammenhang zwischen Katodenheizstrom und Röhrenstrom $\bar{I}_R$ exponentiell ist. Beispielsweise kann eine Änderung des Heizstroms von 1% eine Röhrenstromänderung bis 10% verursachen. Die geforderten Toleranzen (Kap.2.3) können nur mit einer Vielzahl von Abgleichpunkten eingehalten werden.

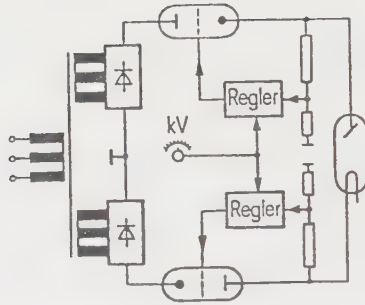


Bild 2.4-4 Röntgenerators-Leistungsteil mit Sekundärregelung

Hier wird die Hochspannung über zwei Längsröhren ein- und ausgeschaltet. Gleichzeitig dienen diese Röhren auch als Stellglieder des Röhrenspannungsregelkreises. Die Funktionsweise ist vergleichbar derjenigen eines stabilisierten Netzteils mit einem Längstransistor. Diese Schaltung erfüllt alle Forderungen nach Kap. 2.3 in hervorragender Weise, allerdings ist der Aufwand erheblich. Röntgeneratoren nach diesem Schaltungsprinzip gehören zur Spitzenklasse.

3. Der Leistungsteil in Stromrichtertechnik [8, 9]

In diesem Abschnitt wird das Schaltprinzip eines Röntgengenerators vorgestellt, dessen besonderes Merkmal der Einsatz der Wechselrichtertechnik ist. Die in Kap. 2.1 aufgestellten Forderungen können erfüllt werden ohne die Nachteile der Lösungen in netzfrequenter Technik nach Bild 2.4-1 und ohne den großen Aufwand der Schaltung nach Bild 2.4-4.

Im folgenden wird kurz auf die wichtigsten Aspekte der neuen Lösung eingegangen. Dabei sind gelegentlich Ergebnisse der in den anschließenden Kapiteln durchgeführten Analysen vorweggenommen worden. Dies geschah lediglich soweit, wie es zum Verständnis der weiteren Ausführungen von Nutzen ist.

Die Gesamtschaltung:

Bild 3.-1 zeigt das Blockschaltbild einer von einem Wechselrichter gespeisten Röntgenröhre. Daß dabei ein Serienschwingkreiswechselrichter verwendet wird, entspricht der realisierten Lösung, denkbar sind jedoch auch andere Wechselrichterschaltungen. In Kapitel 4 werden mehrere Schaltungsvarianten gegenübergestellt und die Gründe für den Einsatz des Serienschwingkreiswechselrichters aufgezeigt.

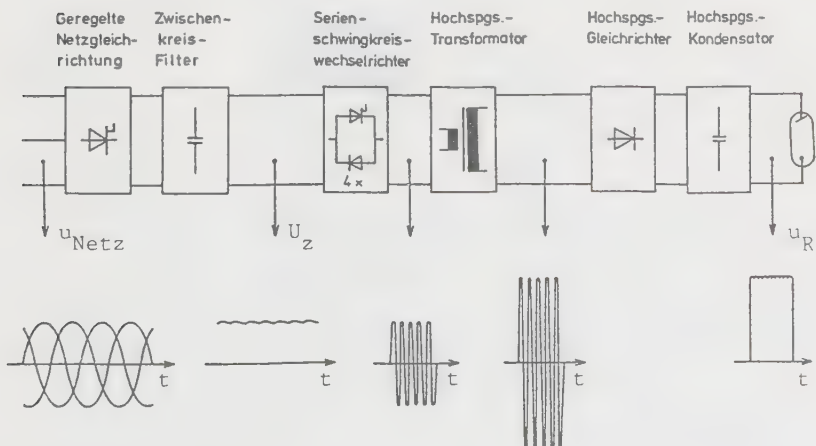


Bild 3.-1: Leistungsteil eines Röntgengenerators mit einem Wechselrichter

Die Spannungsverläufe an den gekennzeichneten Punkten sind schematisch stark vereinfacht.

Die Netzspannung wird zunächst gleichgerichtet. Dies geschieht entweder mit einer Dioden- oder mit einer Thyristorbrücke. Dementsprechend ist die gewonnene Gleichspannung U_Z (Zwischenkreisspannung) fest mit der Netzspannung verknüpft oder variabel. U_Z stellt die Versorgungsspannung des Wechselrichters dar.

Der Wechselrichter:

Im Wechselrichter wird eine Wechselspannung im Bereich von etwa 5 kHz erzeugt, die dem Hochspannungserzeuger zugeführt und dort hochtransformiert wird. Anschließend erfolgt die Gleichrichtung und Glättung.

Bild 3.-2 zeigt das Schaltbild des Serienschwingkreiswechselrichters.

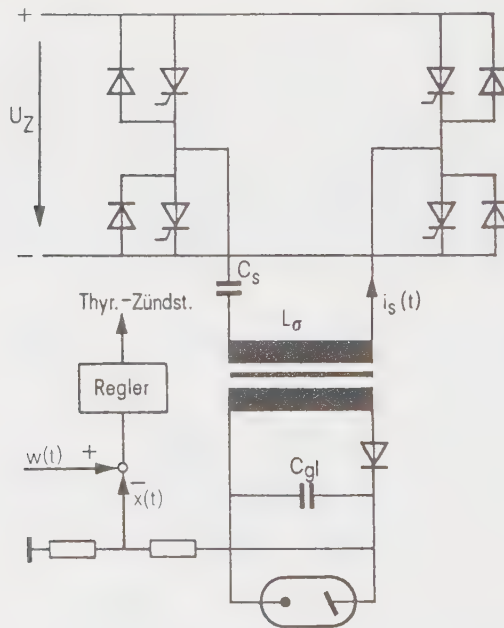


Bild 3.-2: Serienschwingkreiswechselrichter zur Röhrenspannungsvorsorgung eines Röntgengenerators

Der Serienschwingkreis wird im vorliegenden Fall gebildet aus der Schwingkreiskapazität C_s und einer Induktivität, die zum überwiegenden Teil aus der Streuinduktivität L_σ des Hochspannungstrafos besteht.

Auf der Sekundärseite des Hochspannungstrafo's sind schematisch angedeutet die Hochspannungsgleichrichtung mit Glättung und die Röntgenröhre. Über einen Spannungsteiler wird die Röntgenröhrenspannung gemessen und dem Röhrenspannungsregler als Istwert zugeführt.

Eine ausführliche Diskussion und eine Analyse des Betriebsverhaltens erfolgen in Kap. 5. Die Gesichtspunkte bezüglich eines mehrphasigen Wechselrichters werden in Kap. 7 betrachtet.

Die Röhrenspannungsregelung:

Während einer Röntgenaufnahme oder während der Röntgendurchleuchtung ist es notwendig, daß die Röhrenspannung $\hat{u}_R$ ihrem Sollwert entspricht. Dieser kann konstant oder variabel sein. Im realisierten Fall erfolgt die Röhrenspannungsregelung über die Ansteuerfrequenz des Wechselrichters (Bild 3.-3), dabei können sowohl lückende als auch nichtlückende Betriebsfälle auftreten, je nachdem, wie groß das Verhältnis der Ansteuerfrequenz zur Eigenfrequenz des Schwingkreises ist.

Diese Art der Röhrenspannungsregelung stellt ein ebenso zuverlässiges wie schnelles Regelkonzept dar. Die Geschwindigkeit der Regelung hängt nur von der notwendigen Schwingungsfolge ab. Arbeitet man mit Ansteuerfrequenzen von einigen kHz, so ist die Regelung auch für kürzeste Belichtungszeiten bis herab zu 1 ms schnell genug.

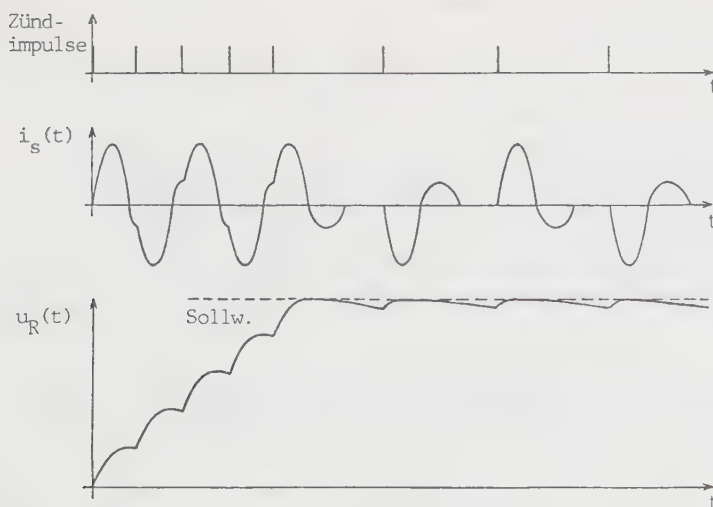


Bild 3.-3: Prinzip der Röhrenspannungsregelung mit einem Serienschwingkreiswechselrichter

Eine hohe Genauigkeit und gute Konstanz der Röntgenröhrenspannung auch bei kurzen Belichtungszeiten sind mit diesem Prinzip wesentlich leichter zu realisieren als mit den Schaltungen in 50 Hz-Technik nach Bild 2.4-1, denn Netzspannungs- und Röhrenstromschwankungen haben praktisch keinen Einfluß mehr auf die Röhrenspannung.

Die Zwischenkreisspannung U_Z :

Um eine möglichst kleine Röhrenspannungswelligkeit zu erhalten, aber auch wegen der eben angesprochenen schnellen Röhrenspannungsregelung ist es notwendig, immer mit möglichst großer Wechselrichterfrequenz zu arbeiten. Bei kleinen Leistungen an der Röntgenröhre muß deshalb die Zwischenkreisspannung U_Z abgesenkt werden, um die Amplitude der Wechselrichterschwingungen zu verkleinern.

Bei Röntgengeneratoren für den Routinebetrieb kann die höhere Röhrenspannungswelligkeit und die geringere Regelgeschwindigkeit bei kleinen Leistungen in Kauf genommen werden, weshalb dort mit einer konstanten, über eine Diodenbrücke gewonnene Zwischenkreisspannung gearbeitet werden kann. Auf diesen Punkt wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht weiter eingegangen.

Die Hochspannungsglättungskapazität:

Die Hochspannungsglättungskapazität C_{g1} hat zwei gegensätzlichen Forderungen zu genügen:

- * Um kurze Belichtungszeiten zu ermöglichen, ist ein möglichst niedriger Wert für C_{g1} anzustreben.
- * Um eine möglichst niedrige Welligkeit der Röntgenröhrenspannung zu erhalten, ist dagegen ein hoher Wert für C_{g1} erforderlich.

Die Suche nach dem geeigneten Kompromiß wird durch eine möglichst hohe Wechselrichterfrequenz erleichtert.

In der Realität besteht C_{g1} aus den Kapazitäten der Hochspannungskabel und einer zusätzlich eingebauten Hochspannungskapazität, wie aus der Schaltung des Hochspannungskreises (Bild 3.-4) hervorgeht.

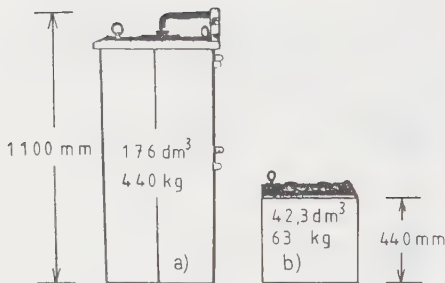


Bild 3.-5: Größenvergleich der Hochspannungserzeuger (100 kW)
a) konventionelle 50 Hz-Technik
b) Wechselrichtertechnik mit ca. 5 kHz Betriebsfrequenz

Dieser geringe Raumbedarf nicht nur des Hochspannungserzeugers, sondern des gesamten Leistungsteiles ist bei den oft begrenzten Platzverhältnissen in den Untersuchungsräumen ein beachtenswerter Vorteil.

Die besonderen Merkmale des neuen Schaltungskonzepts:

Die aus dem Netz gewonnene Zwischenkreisspannung U_Z (Bild 3.-1) stellt die Versorgung des Wechselrichters dar. Beträgt die Welligkeit von U_Z nur wenige Prozent, so kann für das Betriebsverhalten des Wechselrichters U_Z als konstante Größe betrachtet werden, unabhängig davon, wieviel Laststrom entnommen wird. Daß dies gewährleistet ist, dafür hat im Fall der vorausgesetzten Thyristor-Netzbrücke die Zwischenkreisspannungs-Regelung zu sorgen.

Die weiteren in Bild 3.-1 folgenden Schaltungskomponenten beeinflussen sich gegenseitig. So wird, wie in Kapitel 5 gezeigt wird, das Betriebsverhalten des Wechselrichters von den Eigenschaften des Hochspannungstransformators (Streuinduktivität, Wicklungskapazität) mit bestimmt.

Weiterhin ist es abhängig von der Größe der aus Gleichrichtung und Glättung gewonnenen Hochspannung. Aus dem Gesagten ergibt sich die Notwendigkeit, das Betriebsverhalten der gesamten in Bild 3.-2 gezeigten Einheit zu analysieren. Dies unterscheidet die vorliegende Schaltung von anderen Anwendungen der Wechselrichtertechnik, beispielsweise denen in der Antriebstechnik. Dort wird die Last immer als stark induktiv angesehen, so daß mit einem eingepprägten und damit näherungsweise konstanten Laststrom gerechnet werden kann. Die Eigenschaften der Last gehen damit normalerweise nicht in das Betriebsverhalten des Wechselrichters ein.

Eine weitere Besonderheit besteht darin, daß die Last wegen der großen Hochspannungsglättungskapazität als eine vom Hochspannungsgleichrichter geschaltete Gegenspannung anzusehen ist und nicht als eine lineare oder auch nichtlineare Impedanz, wie dies z.B. bei allen Anwendungen in der induktiven Erwärmung der Fall ist.

Bevor auf diese Punkte in Kapitel 5 näher eingegangen wird, soll in Kapitel 4 zunächst gezeigt werden, weshalb als Wechselrichter ein Serienschwingkreiswechselrichter Verwendung findet.

4. Die Auswahl des geeigneten Wechselrichters

In Kapitel 3 ist ein Röntgengenerator vorgestellt worden, der durch den Einsatz eines Serienschwingkreiswechselrichters im Leistungsteil (Bild 3.-1) charakterisiert ist.

Bei der Beschreibung der Schaltung ist bereits darauf hingewiesen worden, daß auch andere Wechselrichterschaltungen denkbar sind. In diesem Kapitel wird nun gezeigt, welche Kriterien zur Wahl des Serienschwingkreiswechselrichters geführt haben.

4.1 Auswahlkriterien

In Kapitel 2.3 sind die Anforderungen an Leistungsteil und Röhrenspannungsregelung eines Röntgengenerators erörtert worden. Aus diesen Punkten ergeben sich zwangsläufig die Forderungen, die an einen Wechselrichter zu stellen sind:

1. Leistungsbereich

Die Leistung muß in einem weiteren Bereich variabel sein, ohne daß aufwendige Umschaltungen erforderlich sind. Im konkreten Fall soll im Aufnahmebetrieb die maximale Leistung an der Röntgenröhre 80 kW betragen, die minimale Leistung bei Durchleuchtung etwa 20 W.

2. Röhrenspannungsregelung

Das Leistungsteil soll als Stellglied für eine schnelle und genaue Röhrenspannungsregelung geeignet sein, um Zusatzaufwand auf der Hochspannungsseite (wie beispielsweise die beiden Längsröhren nach Bild 2.4-4) zu vermeiden.

3. Kurze Belichtungszeiten, Pulsbetrieb

Wegen der kürzesten Belichtungszeit von 1 ms und dem Pulsbetrieb bis zu 120 Bilder je Sekunde sind Lösungen auszuschließen, die ein aufwendiges "Anfahren" des Wechselrichters erfordern.

4. Welligkeit

Die Welligkeit der Röntgenröhrenspannung soll im Bereich von 3 - 4% (Zwölfpulsqualität) oder kleiner liegen.

5. Kleine Werte der durch die Röntgenröhre fließenden Ladung Q_R

Der kleinste einstellbare Wert von Q_R soll etwa 0,5 mAs betragen. Die Realisierbarkeit dieser Forderung hängt unmittelbar mit dem folgenden

6. Punkt zusammen.

Ebenso wie bei der Röntgenröhrenspannung ist auch bei Q_R eine hohe Konstanz der geschalteten Werte erforderlich.

6. Maximale Wechselrichterfrequenz

Bezüglich der Hochspannungsglättungskapazität C_{g1} (Bild 3.-2) ist zwischen den Forderungen nach 3. und 4. ein geeigneter Kompromiß zu schließen, der durch eine möglichst hohe Wechselrichterfrequenz erleichtert wird (siehe auch Kap. 3). Eine hohe Wechselrichterfrequenz ist aber auch wegen der unter 5. angesprochenen Konstanz von Q_R notwendig, da ohne zusätzlichen Aufwand ein Wechselrichter Ladung nur schwingungsweise, also quantisiert abgeben kann. Wegen der geforderten Konstanz ist aber eine kleine Quantisierung, d.h., eine hohe Frequenz notwendig. Dies gilt auch für zwangskommutierte Wechselrichter, denn auch dort bestimmt die Kommutierungsdauer die maximale Wechselrichterfrequenz.

7. Aufwand

Die erreichbaren Vorteile sind mit einem im Verhältnis hierzu angemessenen Aufwand anzustreben.

Anhand dieser Forderungen werden verschiedene Typen von Wechselrichterschaltungen bewertet und die geeignete ausgesucht.

Vorerst werden nur einphasige Schaltungen betrachtet. Die Diskussion mehrphasiger Schaltungen erfolgt im Kap. 7.

Von den Wechselrichtertypen sind oft verschiedene Schaltungsvarianten möglich. So sind in der Regel Vollbrücken-, Halbbrücken- oder auch Mittelpunktsschaltungen denkbar. Daß nur Vollbrückenschaltungen diskutiert werden, liegt daran, daß die erforderlichen schnellen Thyristoren in einem Spannungs- und Strombereich zur Verfügung stehen, der im vorliegenden Fall den Einsatz von Vollbrückenschaltungen am günstigsten erscheinen läßt.

Bezüglich der diskutierten prinzipiellen Eigenschaften der Wechselrichtertypen ist es gleichgültig, ob es sich dabei um Vollbrücken-, Halbbrücken- oder Mittelpunktschaltungen handelt.

Die in der Literatur beschriebenen, für höhere Frequenzen und höhere Leistungen geeigneten Wechselrichterschaltungen lassen sich grob in zwei Kategorien einteilen. Diese sind die Rechteck- oder Pulswechselrichter und die Schwingkreiswechselrichter.

Vor einer Gegenüberstellung sollen beide Wechselrichterarten kurz beschrieben und ihre wichtigsten Eigenschaften herausgestellt werden.

4.2 Der Rechteckwechselrichter

Prinzip:

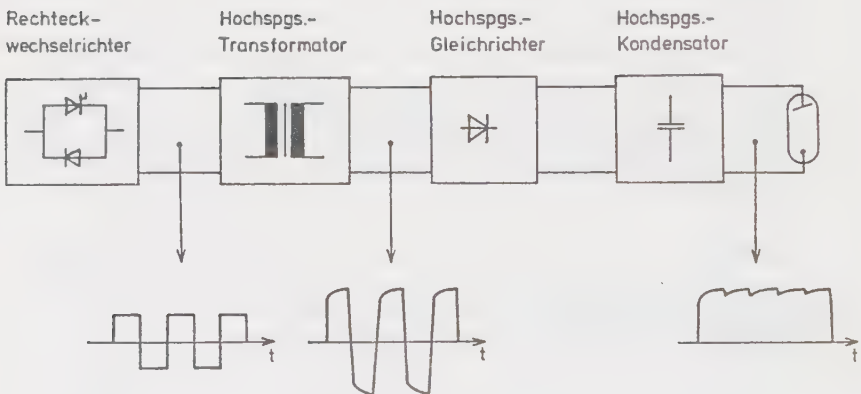


Bild 4.2-1: Versorgung des Hochspannungserzeugers mit einer rechteckförmigen Spannung

Versorgt man die Primärwicklung eines Hochspannungstrafo's nicht mit einer Sinus-, sondern mit einer Rechteckschwingung, so erhält man bereits mit einer kleinen Glättungskapazität C_{g1} eine sehr geringe Röhrenspannungswelligkeit. Daß überhaupt eine Glättungskapazität notwendig ist, kommt daher, daß die Rechteckkurvenform nicht unverfälscht übertragbar, ja nicht einmal ideal erzeugbar ist.

Schaltung:

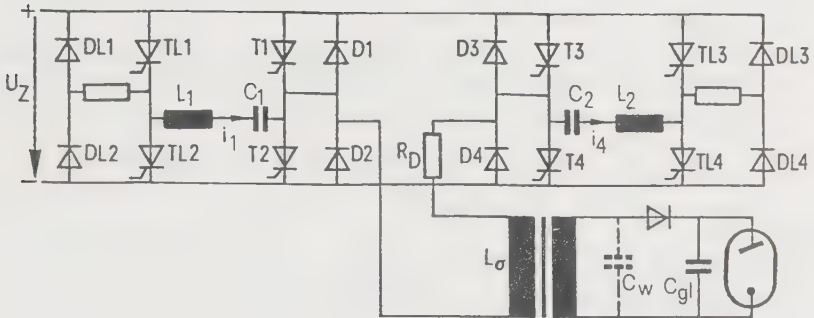


Bild 4.2-2: Prinzipschaltung eines Rechteckwechselrichters.

Die Hochspannungsgleichrichtung und Glättung ist wie in Bild 3.-2 nur schematisch wiedergegeben.

U_Z ist die Zwischenkreisspannung.

Der Rechteckwechselrichter gehört zu den selbstgeführten Wechselrichtern [10 ... 15]. Bild 4.2-2 zeigt die sogenannte "Mc Murray-Schaltung" [14], die neben einer hohen Betriebsfrequenz auch eine nahezu rechteckförmige Ausgangsspannung liefert.

Die Thyristoren T1 ... T4 bilden mit den Dioden D1 ... D4 die Hauptbrücke. Die Thyristoren TL1 ... TL4 stellen zusammen mit den Dioden DL1 ... DL4 und den Schwingkreisen L_1-C_1 , L_2-C_2 die Löschkreise für die Hauptthyristoren dar.

Soll beispielsweise der Laststrom in den Thyristoren T1 und T4 gelöscht werden, so sind durch Zünden von TL1 und TL4 Kommutierungsströme i_1 und i_4 zu erzeugen, die den Thyristoren T1 und T4 den Strom "wegnehmen". Auf weitere Einzelheiten soll nicht eingegangen werden. Es sei hier auf die einschlägige Literatur verwiesen [15].

Eigenschaften:

Die Anwendungsmöglichkeiten des Rechteckumrichters für Röntgengeneratoren sind sorgfältig untersucht worden [16]. Die für unsere Betrachtungen wichtigsten Resultate sind:

- * Die dynamische Beanspruchung der Thyristoren (di/dt , du/dt , Einschaltverluste, Ausschaltverluste) ist sehr hoch.
- * Mit den schnellsten für diesen Leistungsbereich geeigneten Thyristoren sind Schwingfrequenzen bis 4 kHz erreichbar.
- * Streuinduktivität L_σ und Wicklungskapazität C_w des Hochspannungstrafos bilden zusammen mit der Glättungskapazität C_{gl} (Bild 4.2-2) einen Schwingkreis.
Soll die Übertragung der Rechteckkurvenform überschwingungsfrei auf die Hochspannungsseite erfolgen, so ist ein induktivitätsarmer Dämpfungswiderstand R_D (Bild 4.2-2) erforderlich. Ansonsten müßte C_{gl} so groß gemacht werden, daß der Vorteil der Rechteckkurvenform verloren ginge. An R_D treten zusätzliche Verlustleistungen in der Größenordnung der Röntgenröhrenleistung auf. Der Wirkungsgrad wird entsprechend schlecht.
- * Die Regelung der Hochspannung kann nur über die Amplitude der Rechteckschwingungen und somit über die Zwischenkreisspannung U_Z erfolgen. Eine Puls-Pausen- oder Pulsbreiten-Variation der Wechselrichterschwingung zur Hochspannungsregelung ist nicht sinnvoll, da wegen der dann notwendigen hohen Glättungskapazität C_{gl} der Vorteil der Rechteckkurvenform verloren ginge.
Für eine schnelle Hochspannungsregelung ist somit eine schnelle Regelung der Zwischenkreisspannung U_Z erforderlich, was sehr aufwendig ist.
- * Zu Beginn der Aufnahme müssen die Zwischenkreisspannung U_Z und der Röhrenstrom $\bar{I}_R$ genau stimmen, wenn die Röhrenspannung genau sein soll (Nachteile wie bei den konventionellen Schaltungen nach Bild 2.4-1).

4.3 Parallel- und Serienschwingkreiswechselrichter

Die Schwingkreiswechselrichter zählen zu den lastgeführten Wechselrichtern [10 ... 12, 17, 18].

Man unterscheidet zwischen dem Parallelschwingkreiswechselrichter und dem Serienschwingkreiswechselrichter (Bild 4.3-1).

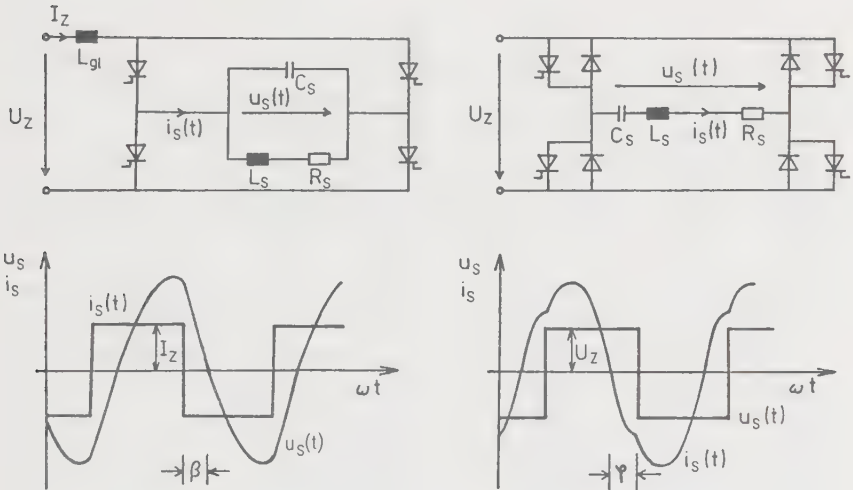


Bild 4.3-1: Prinzipschaltbild eines Parallel- und eines Serienschwingkreiswechselrichters

Der Widerstand R_s und zumindest teilweise die Induktivität L_s stellen in den verschiedenen Literaturstellen in der Regel die Last dar. Im "normalen" Anwendungsfall mit ohmsch-induktiven Verbraucher (z.B. induktive Erwärmung) trifft dies auch zu. In unserem speziellen Fall ist die Last nicht so weit vereinfachbar, daß sie als R-L-Kombination darstellbar ist (Kap. 5). Die in diesem Abschnitt relevanten Fragestellungen lassen sich mit dem Ersatzschaltbild nach Bild 4.3-1 aber noch beantworten, weswegen es vorläufig noch nicht erweitert wird.

In Tabelle 4.3-1 werden die Eigenschaften beider Schwingkreiswechselrichter vorgestellt.

Parallelschwingkreiswechsellrichter	Serienschwingkreiswechsellrichter
* $Q_{\phi 1}$ ile	Konstantstromquelle I_Z (bzw. Zwischenkreisspannung U_Z mit großer Glättungsdrossel L_{g1})
* Ansteuerfrequenz	unterhalb der Eigenkreisfrequenz ω_d ¹⁾
* Anschwinghilfe	erforderlich (Vorfluten von L_{g1} und spez. Steuereinrichtungen) [10, 17, 30, 43]
* abgebbare Leistung [17]	$P \sim \frac{1}{\cos^2 \beta}$ (Bild 4.3-1)
* Leistungsveränderung [17]	über β nur im beschränkten Umfang; im weiten Bereich über I_Z , bzw. U_Z ; lückender Betrieb ist nicht möglich!
* erforderliche Bauteile	vier schnelle Thyristoren
* Beanspruchung der Thyristoren	gering
* Im vorliegenden Leistungsbereich erzielbare max. Frequenzen	etwa 10 kHz

Tabelle 4.3-1: Eigenschaften von Schwingkreiswechsellrichtern

1) siehe Gl. (5.1-2)

4.4 Gegenüberstellung und Bewertung der Wechselrichterschaltungen

Die Bewertung erfolgt nach den unter 4.1 aufgeführten Kriterien in der Tabelle 4.4-1.

Der Vorteil des Rechteckwechselrichters liegt darin, daß nur eine kleine Hochspannungsglättungskapazität C_{gl} notwendig ist. Demgegenüber stehen die Nachteile des großen Aufwands und der Notwendigkeit, die Zwischenkreisspannung U_Z und den Röhrenstrom $\bar{I}_R$ vor der Aufnahme genau einzustellen (Nachteil wie bei der Schaltung in 50 Hz-Technik nach Bild 2.4-1).

Die Vorteile des Parallelschwingkreiswechselrichters liegen in der geringen Bauteilebeanspruchung und der hohen erreichbaren Frequenz. Der Nachteil der erforderlichen Anschwinghilfe [10, 17, 30, 43] fällt im vorliegenden Anwendungsfall (kurze Belichtungszeiten in Verbindung mit der beim Pulsbetrieb auftretenden hohen Folgefrequenz) sehr stark ins Gewicht.

Beim Serienschwingkreiswechselrichter ist besonders vorteilhaft die einfache Möglichkeit der Röhrenspannungsregelung über die Wechselrichteransteuerfrequenz. Demgegenüber sind die in Tabelle 4.4-1 angeführten Nachteile nicht so gravierend, so daß dieser Wechselrichtertyp als der für diese Anwendung bestgeeignete erscheint.

Erwähnt werden soll noch, daß die maximal erreichbare Frequenz im vorliegenden Leistungsbereich (80 kW) nicht nur von den Thyristoreigenschaften abhängt, sondern auch von den Eigenschaften anderer Komponenten, beispielsweise der minimalen - im Schwingkreis erreichbaren - Gesamtinduktivität. Auch bei Verwendung anderer Leistungshalbleiter (Transistoren, GTO's) ist damit noch nicht zwangsläufig die Möglichkeit gegeben, höhere Ansteuerfrequenzen erreichen zu können.

1. Leistungsbereich

Variation über die Zwischenkreisspannung U_Z .
Für sehr kleine Leistungen (Durchleuchtung) sind Umschaltungen im Wechselrichter notwendig [16]. Der Wirkungsgrad ist sehr schlecht wegen des benötigten Dämpfungs-widerstandes R_D .

Variation im begrenzten Umfang über den Zündwinkel β , ansonsten über den Zwischenkreisstrom I_Z [17].

Variation über den Zündwinkel φ ; da ein Lückbetrieb möglich ist, ergibt sich ein großer Variationsbereich.

2. Röhrenspannungsregelung

Die Röhrenspannungsregelung muß über die Zwischenkreisspannung U_Z erfolgen und ist somit langsam oder der Aufwand wird sehr groß.

Die Röhrenspannungsregelung kann im kleinen Bereich über die Ansteuerfrequenz (d.h. über den Zündwinkel β) erfolgen. Im großen Bereich ist eine Regelung über den Zwischenkreisstrom notwendig.

Die Röhrenspannungsregelung kann abschließend über die Ansteuerfrequenz erfolgen (d.h. im nichtlückenden Betrieb über den Zündwinkel φ , im lückenden Betrieb über eine Variation des Puls-Pausen-Verhältnisses), sie ist somit schnell und einfach.

Eine zusätzliche Anpassung der Zwischenkreisspannung ist nicht notwendig, aber sinnvoll, um eine kleine Röhrenspannungswelligkeit zu erzielen (s. Kap.3). Diese Anpassung kann aber langsam erfolgen und muß keinen besonderen Genauigkeitsansprüchen genügen.

3. Kurze Belichtungszeiten, Pulsbetrieb

Problemos durch Ein-Ausschalten des Wechselrichters

Sehr problematisch, da eine Anschwinghilfe erforderlich ist.

Problemos durch Ein-Ausschalten des Wechselrichters.

4. Welligkeit	Kleine Welligkeit wegen Rechteckkurvenform	Kleine Welligkeit nur mit größerer Hochspannungsglättungskapazität als beim Rechteckwechselrichter erreichbar.
5. Kleine Werte von Q_R	Der Wert Q_{Rmin} wird durch zwei Kriterien begrenzt (siehe auch Kap. 6.2): a) Um eine gute Konstanz des geschalteten Wertes Q_R zu erhalten, ist eine kleine Paketierung durch die einzelnen Wechselrichterschwingungen notwendig, d.h., die Wechselrichterfrequenz soll so hoch wie möglich sein. Diese Forderung erfüllt am besten - aber nicht entscheidend besser - der Parallelschwingkreiswechselrichter. b) Die in der Hochspannungsglättungskapazität gespeicherte Ladung stellt eine untere Schranke für Q_R dar. Da beim Rechteckwechselrichter der Wert von C_{gl} am kleinsten sein kann, bietet er diesbezüglich die meisten Vorteile.	
6. Max. Wechselrichterfrequenz (bei ca. 80 kW)	ca. 4 kHz	ca. 10 kHz (Ansteuerfrequenz) ca. 5 ... 7 kHz (Ansteuerfrequenz)
7. Aufwand	Mindestens acht schnelle Thyristoren 16 und acht schnelle Dioden	vier schnelle Thyristoren (hohe du/dt -Beanspruchung) und vier schnelle Dioden

Tabelle 4.4-1: Gegenüberstellung der verschiedenen Wechselrichterschaltungen

5. Das Betriebsverhalten des Serienschwingkreiswechselrichters mit Gegenspannungslast

5.1 Die prinzipielle Funktion eines Serienschwingkreiswechselrichters |10 ... 12, 17 ... 34|

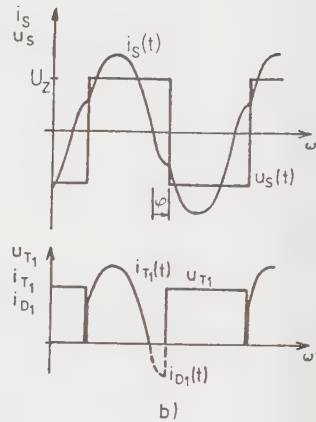
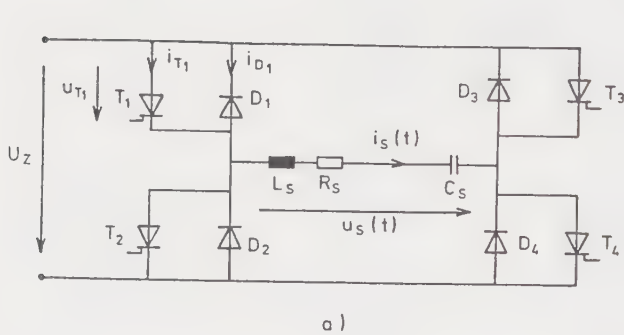


Bild 5.1-1 Einphasiger Serienschwingkreiswechselrichter
a) Schaltbild, b) Spannungs- und Stromverlauf

Der Reihenschwingkreis erzeugt einen sinusähnlichen Schwingstrom $i_S(t)$, welcher gleichzeitig der Laststrom ist. Er wird abwechselnd von den Thyristoren und den antiparallelen Dioden geführt. Die Spannung am gesamten Schwingkreis und an den Halbleitern hat annähernd rechteckförmigen Verlauf. Der Strom kommutiert jeweils von der Diode auf den am Gegenpol angeschlossenen Thyristor.

Auf zusätzliche Schaltungsbauteile, welche den Stromanstieg di/dt in und den Spannungsanstieg du/dt an den Thyristoren begrenzen, wird im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen.

Der Schwingstrom $i_s(t)$ muß der Spannung am Schwingkreis $u_s(t)$ voreilen. Damit eine sichere Kommutierung gewährleistet ist, muß der Löschwinkel der Gleichung

$$\omega_d \cdot t_s = \varphi \geq \omega_d \cdot t_q \quad (5.1-1)$$

genügen.

Hierbei sind t_q die Freiwerdezeit und t_s die Schonzeit der Thyristoren; ω_d ist die Eigenkreisfrequenz des Schwingkreises:

$$\omega_d = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \vartheta^2} \quad (5.1-2)$$

mit der Kennkreisfrequenz
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (5.1-3)$$

und dem Dämpfungsgrad
$$\vartheta = \frac{R_s}{2} \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \quad (5.1-4)$$

Da der Schwingkreis also eine kapazitive Komponente aufweisen muß, ist ein Betrieb nur unterhalb der Frequenz ω_d möglich:

$$f_A < \frac{\omega_d}{2} \quad (5.1-5)$$

$f_A = \frac{1}{T_A}$ ist die Ansteuerfrequenz des Wechselrichters.

Über die Ansteuerfrequenz f_A ist eine Leistungsvariation möglich. Einem Lückbetrieb steht nichts im Wege (Puls-Pausen-Variation).

Der Widerstand R_s und somit der Dämpfungsgrad ϑ bestimmen mit das Schwingverhalten und den Löschwinkel φ .

Die Zusammenhänge sind ausführlich untersucht worden, zum Beispiel von Depenbrock [19].

Diese Veröffentlichung und auch fast alle weiteren am Anfang dieses Abschnitts zitierten Literaturstellen behandeln den Fall einer LR-Last, hauptsächlich geht es dabei um Einrichtungen zur induktiven Erwärmung.

Die Ergebnisse dieser Arbeiten lassen sich auf die vorliegenden Verhältnisse nicht anwenden (siehe auch Abschnitt 5.2).

V. Courbiere [25] und Depenbrock [34] verwenden einen Schwingkreiswechselrichter zur Batterieladung. Wegen der großen Glättungsdrossel, die in Serie zur Batterie geschaltet ist, kann dabei von einem konstanten Laststrom ausgegangen werden. In der vorliegenden Arbeit ist die Wechselrichterlast nicht durch einen Konstantstrom beschreibbar, weswegen die Ergebnisse aus [25, 34] ebenfalls nicht übernommen werden können.

Will man einen Serienschwingkreiswechselrichter nach Bild 5.1-1 zur Anodenspannungsversorgung einer Röntgenröhre verwenden, so liegt es nahe, den Hochspannungstransformator parallel zu einer Schwingkreis-komponente zu schalten, z.B. parallel zum Schwingkreiskondensator (Bild 5.1-2). Dimensioniert man nun noch den Schwingkreis so, daß $i_L(t) < i_S(t)$, dann kann man davon ausgehen, daß die Eigenschaften der Last einen geringen Einfluß auf das Schwingverhalten des Wechselrichters haben, so daß z.B. die Ergebnisse von Depenbrock [19] zur Dimensionierung herangezogen werden könnten.

Der Nachteil solch einer "losen Ankopplung" der Last besteht darin, daß die Thyristoren mit einem großen Blindstromanteil unnötig belastet werden, so daß große und damit teure Thyristoren verwendet werden müssen.

Aus diesem Grund wird dieser Weg nicht weiter verfolgt, sondern die Last (Hochspannungstransformator, Gleichrichtung, Glättung) wird nach Bild 3.-2 direkt in den Schwingkreis geschaltet. Die Thyristorbelastung ist in diesem Fall am geringsten.

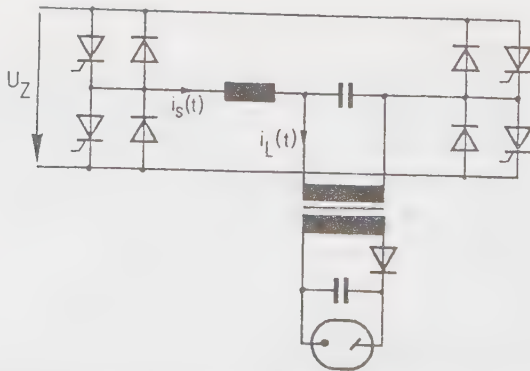


Bild 5.1-2: Serienschwingkreiswechselrichter mit Anschluß des Hochspannungstransformators parallel zur Schwingkreiskapazität. (Die Hochspannungsgleichrichtung und -glättung sind nur schematisch wiedergegeben)

5.2 Die Gesamtschaltung des Serienschwingkreiswechselrichters mit dem Hochspannungskreis

Das Gesamtschaltbild zeigt Bild 5.2-1

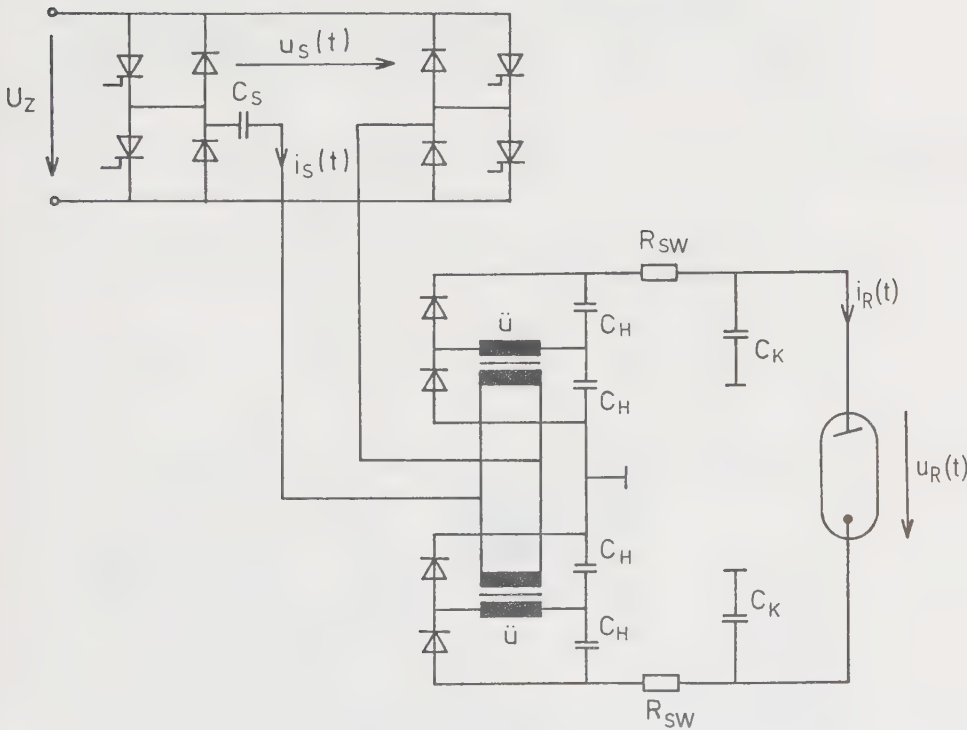


Bild 5.2-1: Serienschwingkreiswechselrichter zur Erzeugung der Anodenspannung einer Röntgenröhre

Auf der Sekundärseite der Hochspannungstransformatoren wäre anstelle der Verdopplerschaltung genauso gut eine Brückengleichrichtung mit anschließender Glättung möglich. Die Vorteile der Verdopplerschaltung liegen darin, daß weniger Hochspannungsgleichrichter erforderlich sind und daß sekundärseitige parasitäre Kapazitäten mit einem kleineren Übersetzungsverhältnis auf die Primärseite transformiert werden.

Der einzige Nachteil der Verdopplerschaltung besteht in der erforderlichen Mittelanzapfung für die Glättungskapazität.

Im folgenden wird die Schaltung nach Bild 5.2-1 zunächst vereinfacht.

Da die beiden Hochspannungshälften symmetrisch aufgebaut sind, ist es für die weiteren Betrachtungen einfacher, sie nach Bild 5.2-2 "zusammen zu klappen". Gleichzeitig werden die niederohmigen Schutzwiderstände R_{sw} vernachlässigt.

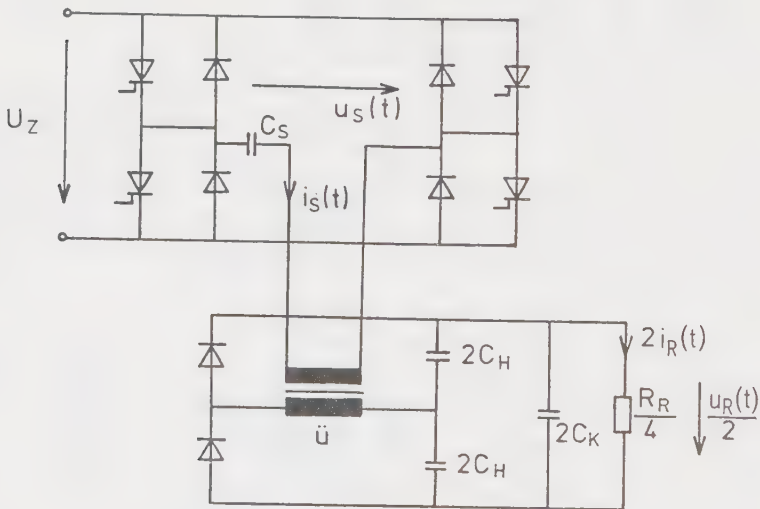


Bild 5.2-2: Vereinfachung des Hochspannungskreises durch Zusammenklappen der beiden Spannungshälften

Zur Ermittlung des stationären Betriebsverhaltens braucht die Strom-Spannungs-Kennlinie der Röntgenröhre nicht bekannt zu sein. Es genügt der Ersatzwiderstand

$$R_R = \frac{U_R}{i_R} \quad (5.2-1).$$

Für dynamische Betrachtungen müßte der Differentialquotient du_R/di_R eingesetzt werden. Da der Hochspannungsteil nach Kapitel 5.3 durch eine konstante Gegenspannung ersetzt wird, ist dies nicht erforderlich.

Mit Hilfe des gängigen Transformatoren-Ersatzschaltbildes und mit der Darstellung der Wechselrichterbrückenschaltung als eine rechteckförmige Spannungsquelle gewinnt man Bild 5.2-3:

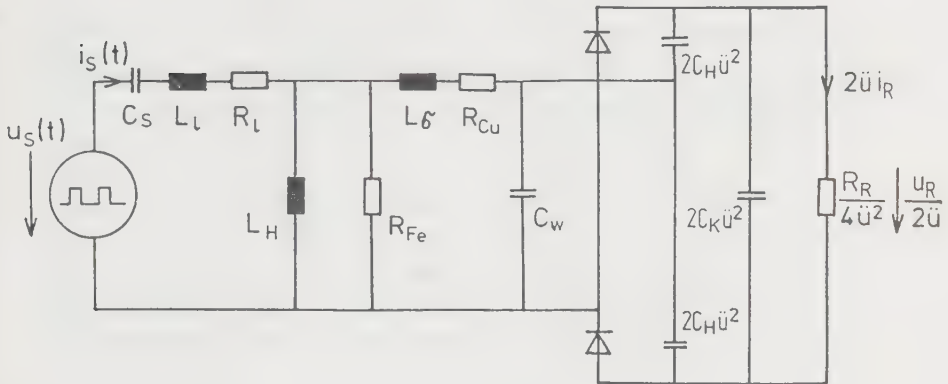


Bild 5.2-3: Ersatzschaltung des Wechselrichters und des Hochspannungskreises

Die einzelnen Komponenten sind:

C_S : Schwingkreiskapazität

L_1 : Leitungsinduktivität

R_L : Zusammenfassung des Leitungswiderstandes und der Innenwiderstände der Quelle und der Bauteile

L_σ : Auf die Primärseite transformierte Gesamt-Streuinduktivität, wobei gilt

$$L_\sigma = \frac{L_{\sigma T}}{2} \quad (5.2-2),$$

mit $L_{\sigma T}$ als der Streuinduktivität eines Hochspannungstrafos.

L_H : Hauptinduktivität
 R_{Fe} : Eisenverlustwiderstand
 R_{Cu} : Wicklungswiderstand
 C_W : Wicklungskapazität einschließlich aller sonstiger
 parasitärer Kapazitäten

Für die Größen L_H , R_{Fe} , R_{Cu} und C_W gilt wie bei der Streuinduktivität L_σ daß sie durch die Parallelschaltung der Komponenten beider Hochspannungs-
transformatoren entstanden sind:

$$\begin{aligned}
 L_H &= \frac{L_{HT}}{2} \\
 R_{Fe} &= \frac{R_{FeT}}{2} \\
 R_{Cu} &= \frac{R_{CuT}}{2} \\
 C_W &= 2 C_{WT}
 \end{aligned}
 \tag{5.2-3}$$

L_{HT} , R_{FeT} , R_{CuT} und C_{WT} sind die auf die Primärseite bezogenen Komponenten eines Hochspannungstransformators.

$\ddot{u}$ ist das Übersetzungsverhältnis eines Hochspannungstransformators.

Vereinfachung:

Vorerst werden die Hauptinduktivität, der Eisenverlustwiderstand und die Wicklungskapazität vernachlässigt, so daß man Bild 5.2-4 gewinnt.

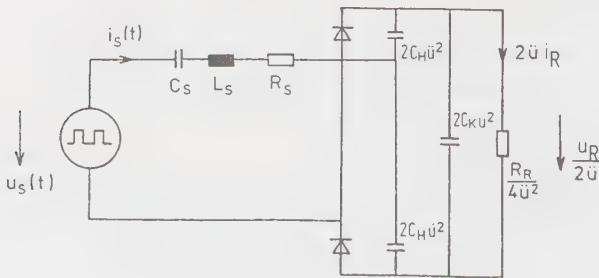


Bild 5.2-4: Vereinfachte Ersatzschaltung des Wechselrichters
und des Hochspannungskreises

L_S : Schwingkreisinduktivität mit $L_S = L_1 + L_\sigma$ (5.1-4)

R_S : Schwingkreiswiderstand mit $R_S = R_1 + R_{cu}$

Der Einfluß der vorerst vernachlässigten Komponenten wird später diskutiert werden.

Der Röhrenersatzwiderstand R_R und die Kapazitäten C_K und C_H stellen zusammen mit den Gleichrichtern der Verdopplerschaltung für den Schwingkreis eine stark nichtlineare Last dar.

Eine Linearisierung in dem Sinne, daß ein "Ersatzwiderstand" gefunden wird, der in den Widerstand R_S einzurechnen ist, hätte den Vorteil, daß das in Kapitel 5.1 zitierte umfangreiche Wissen der zahlreichen Veröffentlichungen verwendet werden könnte. Eine solche Linearisierung ist aber nicht möglich.

Im nächsten Abschnitt wird deshalb ein anderes, auch noch überschaubares Modell eingeführt, das die tatsächlichen Verhältnisse sehr gut beschreibt.

5.3 Näherung der Last durch eine bipolare Gegenspannung

Nach Aufgabenstellung soll die Röntgenröhrenspannung und damit die Spannung an den Glättungskondensatoren eine möglichst geringe Welligkeit aufweisen. Vernachlässigt man diese, so ist die Röntgenröhrenspannung im eingeschwungenen Zustand als konstant anzusehen. Die Hochspannungsgleichrichter bewirken, daß die Spannung an den Glättungskondensatoren für den Schwingkreisstrom immer als Gegenspannung wirkt (Bild 5.2-4).

Diese Gedanken führen zu dem sehr einfachen Ersatzschaltbild nach Bild 5.3-1.

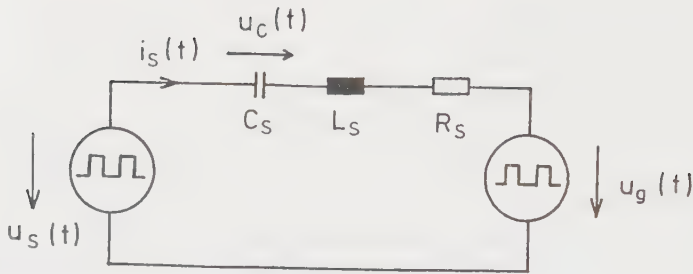


Bild 5.3-1: Ersatzschaltbild des Wechselrichters mit Gegenspannung

$$\text{Es gilt: } u_g(t) = \frac{\hat{u}_R}{4\ddot{u}} \cdot \text{sgn } i_S(t) = \hat{u}_g \cdot \text{sgn } i_S(t) \quad (5.3-1)$$

Mit diesem Ersatzschaltbild soll das Betriebsverhalten des Wechselrichters im eingeschwungenen Zustand untersucht werden. Es interessieren vor allem die folgenden Punkte:

- * Unter welchen Bedingungen ist der Wechselrichter schwingfähig?
- * Unter welchen Bedingungen erhalten die Thyristoren eine genügende Schonzeit zur Erlangung ihres Sperrvermögens?
- * Welchen Verlauf besitzen die Strom- Spannungskennlinien der Hochspannungsversorgung in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_Z und der Wechselrichtersteuerfrequenz f_A ?
- * Welche Resonanzüberhöhungen der Betriebsspannungen und -ströme treten auf? Sind Bauteile gefährdet?

Die für die röntgentechnische Anwendung interessierenden Fragen nach Welligkeit, kürzester Belichtungszeit und Konstanz der Aufnahmeparameter werden im Kapitel 6 aufgegriffen.

5.4 Methoden der mathematischen Analyse

Zur mathematischen Analyse der in den beiden letzten Abschnitten gewonnenen Schaltungen bieten sich mehrere Möglichkeiten an, die wichtigsten werden im folgenden vorgestellt und diskutiert.

a) Digitale Simulation am Großrechner

Mit Hilfe spezieller Netzwerksimulationsprogramme ist es möglich, das Verhalten der vorliegenden Schaltungen in der Weise zu testen, daß alle interessierenden Strom- und Spannungsverläufe berechnet und ausgedruckt werden.

Ein Programm, das speziell für die Simulation von Stromrichterschaltungen ausgelegt ist, ist das Programm "KOPL" [36 ... 39].

Neben Thyristoren und Dioden können alle weiteren Elemente und Bauteile, wie Quellen, Induktivitäten, Kapazitäten, Widerstände und Transformatoren einschließlich aller Anfangsbedingungen eingegeben werden. Das Programm ist so leistungsfähig, daß nicht nur die vorliegende Ersatzschaltung nach Bild 5.3-1 bearbeitet werden kann, sondern problemfrei auch die Gesamtschaltung nach Bild 5.2-1. So konnten bei der Analyse eines dreiphasigen Schwingkreiswechselrichters Ergebnisse erzielt werden, die sich mit den Oszillogrammen einer aufgebauten Schaltung weitgehend decken [41, 42].

Der Nachteil dieser Vorgehensweise ist, daß prinzipielle Zusammenhänge weitgehend verborgen bleiben, da die Schaltungskomponenten nur mit Zahlenwerten eingebbar und allgemeine Ableitungen nicht möglich sind. Auch ist das Ermitteln von Kennlinien sehr aufwendig, weil für jeden geänderten Parameter das ganze Programm neu gestartet werden muß.

Vor allem wegen des erst genannten Nachteils wird in der vorliegenden Arbeit diese Möglichkeit der Analyse nur für Stichproben genutzt.

b) Ermittlung der geschlossenen stationären Lösung über die Laplace-transformation

Mit Hilfe eines in [40: Kap. 6.4.6.3] beschriebenen Verfahrens läßt sich das stationäre Verhalten eines Netzwerkes bei periodischer Erregung bestimmen; für die periodische Eingangsfunktion ist im Bildbereich ein geschlossener Ausdruck anzugeben und in der Ausgangsgröße der Erregeranteil abzuspalten. Nach dieser Methode wird in Kap. 5.5 die Ersatzschaltung von Bild 5.3-1 analysiert.

Der Vorteil dieses Verfahrens besteht im vorliegenden Fall darin, daß die Lösungen explizit angebbar sind und daß die Einbeziehung der Gegenspannung in Ansatz und Lösung sehr einfach ist.

c) Abschnittsweise Lösung der Differentialgleichungen über die Laplacetransformation

Wird die Wicklungskapazität (Bild 5.2-3) nicht vernachlässigt, sind die Ersatzschaltbilder nur noch bereichsweise gültig (Kap. 5.6). Die das jeweilige Ersatzschaltbild beschreibenden Differentialgleichungen, bzw. deren Laplace-Transformierte müssen dann abschnittsweise mit den jeweiligen Anfangsbedingungen gelöst werden.

Die Gesamtergebnisse über den ganzen Zeitbereich sind in der Regel nur iterativ erhältlich. Doch bietet dieses Verfahren zusätzlich den Vorteil, auch Einschwingvorgänge und die Reaktion auf Störungen ermitteln zu können. Der relativ hohe Rechenaufwand stellt bei der Kapazität heutiger Rechner kein nennenswertes Problem dar.

Nach dieser Vorgehensweise werden die Ersatzschaltungen des Kap. 5.6 untersucht, bei denen die Wicklungskapazität berücksichtigt ist.

5.5 Das stationäre Betriebsverhalten ohne Berücksichtigung der Wicklungskapazität

5.5.1 Ansatz

Der Serienschwingkreiswechselrichter nach Bild 5.3-1 besitzt zwei Zustandsgrößen, die Kondensatorspannung $u_c(t)$ und den Strom durch die Induktivität L_s , letzterer ist identisch mit dem Schwingstrom $i_s(t)$. Der Strom $i_s(t)$ und die Spannungen $u_c(t)$, $u_s(t)$ und $u_g(t)$ haben im nichtlückenden Betrieb den prinzipiellen Verlauf nach Bild 5.5-1.

Im lückenden Betrieb gilt Bild 5.5-4.

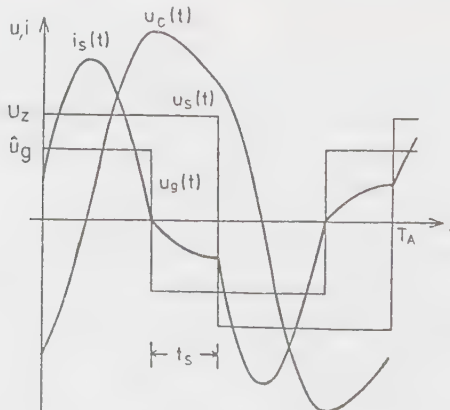


Bild 5.5-1: Strom- und Spannungsdiagramm zur Wechselrichterschaltung nach Bild 5.3-1

Um Aussagen über das Betriebsverhalten des Wechselrichters machen zu können, ist es notwendig, den zeitlichen Verlauf der Zustandsgrößen (hier eingeschränkt auf den stationären Fall) zu kennen. Die Lösung wird mit Hilfe des in Kap. 5.4 unter Punkt 2 genannten Verfahrens ermittelt.

Sieht man u_s und u_g als unabhängige Variable an, darf der Überlagerungsatz angewandt werden. Mit den Vorzeichen des Bildes 5.3-1 ist

$$i_s(t) = i_{szp}(t) - i_{sgp}(t) \quad (5.5-1)$$

$$u_c(t) = u_{czp}(t) - u_{cgp}(t) \quad (5.5-2).$$

$i_{sz}(t)$ und $u_{cz}(t)$ sind die von $u_s(t)$ und damit von U_Z verursachten Anteile der Zustandsgrößen, $i_{szp}(t)$ und $u_{czp}(t)$ sind ihre stationären periodischen Anteile; analog hierzu sind i_{sg} , i_{sgp} , u_{cg} und u_{cgp} die von $u_g(t)$ verursachten Komponenten.

Eine Schwierigkeit wird sich daraus ergeben, daß wegen Gl. (5.3-1) der Verlauf der unabhängigen Variablen $u_g(t)$ vom Vorzeichen von $i_s(t)$ abhängt, also keine absolut unabhängige Größe darstellt, wie dies aus dem Ansatz zunächst angenommen werden könnte.

Da von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ nach Voraussetzung hier nur der stationäre periodische Anteil interessiert, ist wegen der besseren Übersichtlichkeit auf den Index p verzichtet worden.

Eine Bilanz der Variablen und Parameter ist am Schluß des Kapitels 5.7 wiedergegeben.

5.5.2 Schwingstrom im nichtlückenden Fall ohne Gegenspannung:

Als erstes wird der Verlauf von $i_{sz}(t)$ ermittelt. Im Bildbereich gilt:

$$I_{sz}(s) = \frac{s}{L_s(s^2 + s \frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{L_s C_s})} \cdot U_s(s) \quad (5.5-3)$$

Mit den Abkürzungen nach den Gleichungen (5.1-2) bis (5.1-4) wird:

$$I_{SZ}(s) = \frac{s}{L_S (s^2 + 2\vartheta\omega_0 s + \omega_0^2)} \cdot U_S(s) \quad (5.5-4)$$

Nimmt man zunächst nichtlückenden Betrieb an, so läßt sich für $u_S(t)$ entsprechend dem Bild (5.5-2) schreiben:

$$u_S(t) = U_Z (\delta_{-1}(t) - 2\delta_{-1}(t-T_A/2) + 2\delta_{-1}(t-T_A) - 2\delta_{-1}(t-3T_A/2) + \dots) \quad (5.5-5)$$

$$\text{mit } T_A = \frac{1}{f_A}$$

und f_A der Ansteuerfrequenz des Wechselrichters. $\delta_{-1}(t)$ ist die Einsprungfunktion.

Der Schwingstrom $i_{SZ}(t)$ läßt sich in einen Einschwinganteil und einen stationären Anteil zerlegen. Der stationäre Anteil muß entsprechend dem periodischen Verlauf von $u_S(t)$ ebenfalls periodisch sein.

Der stationäre periodische Anteil des Schwingstroms wird mit der in [40] beschriebenen Methode ermittelt.

Zunächst wird von $u_S(t)$ die zeitlich begrenzte Funktion $u_{SO}(t)$ gewonnen.

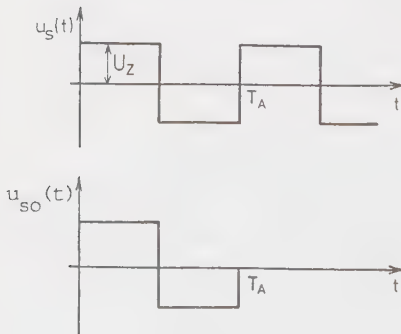


Bild 5.5-2: Definition von $u_{SO}(t)$

Nach Bild 5.5-2 gilt:

$$u_{SO}(t) = u_S(t) - u_S(t-T_A) \quad (5.5-6)$$

$$u_{SO}(t) = U_Z (\delta_{-1}(t) - 2\delta_{-1}(t-T_A/2) + \delta_{-1}(t-T_A)) \quad (5.5-7)$$

Entsprechend gilt im Laplace-Bereich:

$$U_{SO}(s) = U_S(s) \cdot (1 - e^{-sT_A}) \quad (5.5-8)$$

$$U_{SO}(s) = \frac{U_Z}{s} (1 - 2e^{-sT_A/2} + e^{-sT_A}) \quad (5.5-9)$$

Durch Einsetzen von Gl. (5.5-8) in Gl. (5.5-9) erhält man:

$$U_S(s) = \frac{U_Z}{s} \cdot \frac{1 - 2e^{-sT_A/2} + e^{-sT_A}}{1 - e^{-sT_A}} \quad (5.5-10)$$

oder

$$U_S(s) = \frac{U_Z}{s} \cdot \tanh \frac{sT_A}{4} \quad (5.5-11)$$

Gl. (5.5-11) eingesetzt in Gl. (5.5-4) ergibt für den Schwingstrom:

$$I_{SZ}(s) = \frac{U_Z}{L_S(s^2 + 2\vartheta\omega_0 s + \omega_0^2)} \cdot \tanh \frac{sT_A}{4} \quad (5.5-12)$$

Wie bei der Spannung $U_S(s)$ läßt sich entsprechend beim Schwingstrom

$$I_{SZ}(s) = \frac{I_{SZO}(s)}{1 - e^{-sT_A}} + \frac{Z_1(s)}{N(s)} \quad (5.5-13)$$

schreiben, wobei der erste Term die Laplace-Transformierte des stationären periodischen Anteils $i_{szp}(t)$ ist. Der zweite Term beschreibt den Einschwinganteil.

Mit Hilfe von Gl. (5.5-12) erhält man

$$\frac{Z_1(s)}{N(s)} = \frac{U_Z \cdot \tanh sT_A/4}{L_S(s^2 + 2\vartheta\omega_0 s + \omega_0^2)} - \frac{I_{szo}(s)}{1 - e^{-sT_A}} \quad (5.5-14).$$

Das Nennerpolynom $N(s)$ besitzt die Nullstellen

$$s_{\infty 1,2} = -\delta \pm j\omega_d \quad (5.5-15)$$

mit

$$\delta = \omega_0 \vartheta \quad \text{und} \quad \omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - \vartheta^2} \quad (5.5-16).$$

Somit wird Gl. (5.5-14):

$$\frac{Z_1(s)}{N(s)} = \frac{U_Z \cdot \tanh sT_A/4}{L_S(s + \delta - j\omega_d)(s + \delta + j\omega_d)} - \frac{I_{szo}(s)}{1 - e^{-sT_A}} \quad (5.5-17).$$

Durch Rücktransformation gilt für den Einschwinganteil:

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{Z_1(s)}{N(s)} \right\} = \quad (5.5-18)$$

$$= \frac{U_Z}{L_S} \cdot \delta_{-1}(t) \left\{ \lim_{s \rightarrow -\delta + j\omega_d} \left[\frac{\tanh sT_A/4}{s + \delta + j\omega_d} e^{st} \right] + \lim_{s \rightarrow -\delta - j\omega_d} \left[\frac{\tanh sT_A/4}{s + \delta - j\omega_d} e^{st} \right] \right\}$$

Mit Hilfe von

$$\tanh\left[\frac{T_A}{4} \cdot (-\delta \pm j\omega_d)\right] = \frac{-\sinh \frac{T_A}{2} \delta \pm j \sin \frac{T_A}{2} \omega_d}{\cosh \frac{T_A}{2} \delta + \cos \frac{T_A}{2} \omega_d} \quad (5.5-19)$$

und

$$e^{(-\delta \pm j\omega_d)t} = e^{-\delta t} \cdot (\cos \omega_d t \pm j \sin \omega_d t) \quad (5.5-20)$$

erhält man für Gl. (5.5-18):

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{Z_1(s)}{N(s)} \right\} = \frac{U_Z \delta_{-1}(t) e^{-\delta t}}{\omega_d L_S \left(\cosh \frac{T_A}{2} \delta + \cos \frac{T_A}{2} \omega_d \right)} \left(\sin \frac{T_A}{2} \omega_d t - \sinh \frac{T_A}{2} \delta \cdot \sin \omega_d t \right) \quad (5.5-21).$$

Mit der Eigenfrequenz des $L_S R_S C_S$ -Kreises

$$f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} \quad (5.5-22),$$

der Schwingkreisimpedanz

$$Z = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} \quad (5.5-23)$$

und den Abkürzungen nach Gl. (5.1-3), (5.1-4), (5.5-16), sowie

$$a_Z = \frac{\sin \pi f_d / f_A}{\cosh \frac{f_d \vartheta \pi}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}} + \cos \frac{f_d}{f_A} \pi} \quad (5.5-24)$$

$$b_Z = \frac{\sinh \frac{f_d \vartheta \pi}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}}}{\cosh \frac{f_d \vartheta \pi}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}} + \cos \pi f_d / f_A} \quad (5.5-25)$$

erhält man

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{Z_1(s)}{N(s)} \right\} = \delta_{-1}(t) \cdot \frac{U_Z e^{-\vartheta \omega_0 t}}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} (a_Z \cos \omega_d t - b_Z \sin \omega_d t) \quad (5.5-26).$$

Gl.(5.5-10), (5.5-12) und (5.5-13) ergeben:

$$I_{szo}(s) = \frac{U_z (1 - 2e^{-s T_A/2} + e^{-s T_A})}{L_s (s^2 + 2\vartheta \omega_0 + \omega_0^2)} - \frac{Z_1(s)}{N(s)} (1 - e^{-s T_A}) \quad (5.5-27).$$

Durch Rücktransformation und Einsetzen von (5.5-26) erhält man im Zeitbereich für eine Schwingung $i_{szo}(t)$ von $i_{szp}(t)$:

$$i_{szo}(t) = \frac{U_z \cdot e^{-\vartheta \omega_0 t}}{Z \sqrt{1 - \vartheta^2}} \cdot \left\{ \delta_{-1}(t) \left[(1 + b_z) \cdot \sin \omega_d t - a_z \cos \omega_d t \right] - \delta_{-1}(t - T_A/2) \cdot 2e^{\omega_0 \vartheta T_A/2} \cdot \sin \omega_d (t - T_A/2) + \delta_{-1}(t - T_A) \cdot e^{\omega_0 \vartheta T_A} \left[(1 - b_z) \cdot \sin \omega_d (t - T_A) + a_z \cos \omega_d (t - T_A) \right] \right\} \quad (5.5-28)$$

Die Gleichung gilt für $1 \leq f_d/f_A \leq 2$ im Bereich $0 \leq t \leq T_A$ und läßt sich wegen der Periodizität des stationären Anteils

$$I_{szp}(s) = \frac{I_{szo}(s)}{1 - e^{-s T_A}} \quad (5.5-29)$$

nach rechts beliebig fortsetzen.

Gl. (5.5-28) beschreibt den stationären Schwingstrom für den Fall, daß keine Gegenspannung $u_g(t)$ vorhanden ist. Dies ist der Fall bei einem hochspannungsseitigen Kurzschluß (Bild 5.2-1). Das Ergebnis ist bis auf formale Unterschiede identisch mit denjenigen Literaturstellen [19], bei denen ohmsch-induktive Last vorliegt, also beispielsweise bei Anwendungen für die induktive Erwärmung.

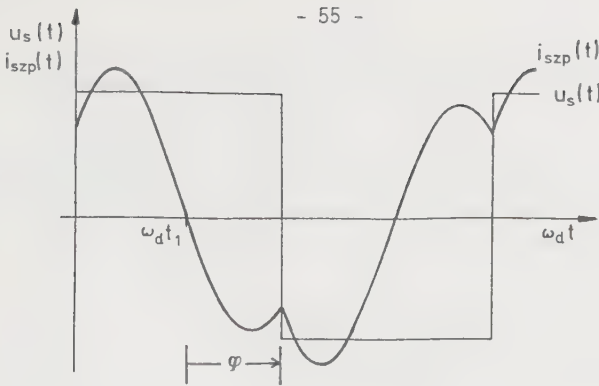


Bild 5.5-3: Definition des Löschwinkels $\psi = \omega_d t_s$

Der Löschwinkel ψ und die Schonzeit t_s der Thyristoren lassen sich ohne Gegenspannung explizit angeben.

Da zur Ableitung von φ nur der Zeitbereich $0 \leq t \leq T_A/2$ interessant ist, wird von Gl. (5.5-28) nur der erste Term benötigt. Für $\omega_d t_1$ findet man:

$$(1+b_z) \sin \omega_d t_1 - a_z \cos \omega_d t_1 = 0 \quad (5.5-30)$$

$$\tan \omega_d t_1 = \frac{a_z}{1+b_z} \quad (5.5-31)$$

$$\omega_d t_1 = \arctan \frac{a_z}{1+b_z} \quad (5.5-32)$$

$$\text{Mit } \varphi = \omega_d (T_A/2 - t_1) = \omega_d t_s \quad (5.5-33)$$

wird

$$\varphi = \pi f_d / f_A - \arctan \frac{a_z}{1+b_z} \quad (5.5-34).$$

Oder durch Einsetzen von Gl. (5.5-24) und (5.5-25)

$$\varphi = \pi f_d / f_A - \arctan \frac{\sin \pi f_d / f_A}{\cos \pi f_d / f_A + e^{\frac{f_d \pi \vartheta}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}}}} \quad (5.5-35)$$

$$t_s = \frac{\varphi}{\omega_d} = \frac{T_A}{2} - \frac{1}{\omega_d} \arctan \frac{\sin \pi f_d / f_A}{\cos \pi f_d / f_A + e^{\frac{f_d \pi \vartheta}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}}}} \quad (5.5-36).$$

5.5.3 Schwingstrom im nichtlückenden Fall bei Gegenspannung:

Als nächster Schritt wird in Gl. (5.5-1) die von der Gegenspannung verursachte Schwingstromkomponente $i_{sg}(t)$ ermittelt. Nach Bild 5.5-1 ergibt sich analog zu Gl. (5.5-9):

$$U_{go}(s) = \frac{\hat{u}_g}{s} \cdot e^{st_s} \cdot (1 - 2 e^{-sT_A/2} + e^{-sT_A}) \quad (5.5-37).$$

Das Ergebnis ist entsprechend Gl. (5.5-28):

$$i_{sgo}(t) = \frac{\hat{u}_g e^{-\vartheta \omega_0 (t+t_s)}}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} \cdot \left\{ \delta_{-1}(t+t_s) \cdot \left[(1+b_z) \cdot \sin \omega_d(t+t_s) - a_z \cos \omega_d(t+t_s) \right] \right. \\ \left. - \delta_{-1}(t+t_s - T_A/2) \cdot 2 e^{\omega_0 \vartheta T_A/2} \cdot \sin \omega_d(t+t_s - T_A/2) \right. \\ \left. + \delta_{-1}(t+t_s - T_A) \cdot e^{\omega_0 \vartheta T_A} \cdot \left[(1-b_z) \sin \omega_d(t+t_s - T_A) + a_z \cos \omega_d(t+t_s - T_A) \right] \right\} \quad (5.5-38).$$

Diese Gleichung gilt entsprechend Gl. (5.5-28) im Bereich $-t_s \leq t \leq T_A - t_s$ und läßt sich wegen der Periodizität ebenfalls nach rechts beliebig fortsetzen.

Der gesamte stationäre Schwingstrom $i_s(t)$ läßt sich nach Gl. (5.5-1) bestimmen.

Es genügt $i_s(t)$ im Bereich $0 \leq t \leq T_A/2$ anzugeben, da eine entsprechende Fortsetzung einfach durchführbar ist:

$$\begin{aligned}
 i_s(t) = & \delta_{-1}(t) \frac{U_Z e^{-\vartheta \omega_0 t}}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} \left[(1+b_Z) \cdot \sin \omega_d t - a_Z \cos \omega_d t \right] \\
 & - \delta_{-1}(t) \frac{\hat{u}_g e^{-\vartheta \omega_0 (t+t_s)}}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} \left[(1+b_Z) \cdot \sin \omega_d (t+t_s) - a_Z \cos \omega_d (t+t_s) \right] \\
 & + \delta_{-1}(t+t_s-T_A/2) \cdot 2 \frac{\hat{u}_g e^{-\vartheta \omega_d (t+t_s-T_A/2)}}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} \cdot \sin \omega_d (t+t_s-T_A/2)
 \end{aligned}$$

$$0 \leq t \leq T_A/2 \quad (5.5-39)$$

Durch Nullsetzen dieser Gleichung und Einsetzen von $t = T_A/2 - t_s$ läßt sich die Thyristorschonzeit t_s ermitteln:

$$\frac{U_Z}{\hat{u}_g e^{-\vartheta \omega_0 t_s}} = \frac{(1+b_Z) \cdot \sin \pi f_d/f_A - a_Z \cos \pi f_d/f_A}{(1+b_Z) \cdot \sin (\pi f_d/f_A - \omega_d t_s) - a_Z \cos (\pi f_d/f_A - \omega_d t_s)} \quad (5.5-40)$$

Die Schonzeit t_s läßt sich aus dieser Gleichung nur iterativ berechnen. Durch Einsetzen von t_s in Gl. (5.5-39) kann der Schwingstrom $i_s(t)$ angegeben werden.

t_s ist eine Funktion von $\hat{u}_g/U_Z$, ω_d , ϑ und f_d/f_A . Eine Diskussion dieser Abhängigkeiten erfolgt in Kapitel 5.8. Auch werden dort Beispiele gezeigt, wie sich die Kurvenform des Schwingstromes $i_s(t)$ in Abhängigkeit von diesen Größen ändert.

5.5.4 Kondensatorspannung im nichtlückenden Fall:

Als nächstes wird durch Integration des Schwingstroms $i_s(t)$ der Verlauf der Kondensatorspannung $u_c(t)$ bestimmt (Bild 5.5-1). Die sonstige Vorgehensweise entspricht derjenigen bei der Berechnung des Schwingstromes.

$$U_{CZ}(s) = I_{SZ}(s) \frac{1}{sC_S} \quad (5.5-41)$$

Aus Gl. (5.5-4):

$$U_{CZ}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\vartheta\omega_0 s + \omega_0^2} \cdot U_S(s) \quad (5.5-42).$$

Mit Gl. (5.5-12) und Gl. (5.5-13):

$$U_{CZ}(s) = \frac{U_{Z\omega_0^2}}{s(s^2 + 2\vartheta\omega_0 s + \omega_0^2)} \cdot \tanh \frac{sT_A}{4} \quad (5.5-43)$$

$$U_{CZ}(s) = \frac{U_{CZO}(s)}{1 - e^{-sT_A}} + \frac{Z_2(s)}{N(s)} \quad (5.5-44).$$

Auch hier beschreibt der erste Term die Laplace-Transformierte des stationären periodischen Anteils, der zweite Term den Einschwinganteil.

Analog zu Gl. (5.5-17) und (5.5-18) findet man

$$\frac{Z_2(s)}{N(s)} = \frac{U_{Z\omega_0^2} \cdot \tanh sT_A/4}{s(s+\delta-j\omega_d)(s+\delta+j\omega_d)} - \frac{U_{CZO}(s)}{1 - e^{-sT_A}} \quad (5.5-45)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{Z_2(s)}{N(s)} \right\} = U_{Z\omega_0^2} \cdot \delta_{-1}(t) \left[\lim_{s \rightarrow -\delta + j\omega_d} \left(\frac{\tanh sT_A/4}{s(s+\delta+j\omega_d)} e^{st} \right) + \lim_{s \rightarrow -\delta - j\omega_d} \left(\frac{\tanh sT_A/4}{s(s+\delta-j\omega_d)} e^{st} \right) \right] \quad (5.5-46)$$

und erhält mit Gl. (5.5-19) und (5.5-20) entsprechend zu Gl. (5.5-26)

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{Z_2(s)}{N(s)} \right\} = \delta_{-1}(t) \cdot U_Z e^{-\vartheta\omega_0 t} \cdot (c_Z \cos\omega_d t + d_Z \sin\omega_d t) \quad (5.5-47),$$

mit

$$c_z = \frac{\sinh \frac{f_d \vartheta \pi}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}} - \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \pi f_d/f_A}{\cosh \frac{f_d \vartheta \pi}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}} + \cos \pi f_d/f_A} \quad (5.5-48)$$

$$d_z = \frac{\frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sinh \frac{f_d \vartheta \pi}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}} + \sin \pi f_d/f_A}{\cosh \frac{f_d \vartheta \pi}{f_A \sqrt{1-\vartheta^2}} + \cos \pi f_d/f_A} \quad (5.5-49)$$

Somit wird

$$U_{czo}(s) = \frac{U_z \omega_0^2 (1 - 2 e^{-sT_A/2} + e^{-sT_A})}{s^2 + 2 \vartheta \omega_0 + \omega_0^2} - \frac{Z_2(s)}{N(s)} \cdot (1 - e^{-sT_A}) \quad (5.5-50),$$

und man erhält schließlich

$$\begin{aligned} u_{czo}(t) = & U_z \left\{ \delta_{-1}(t) \cdot \left[1 - e^{-\omega_0 \vartheta t} \left((1+c_z) \cos \omega_d t + \left(\frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} + d_z \right) \sin \omega_d t \right) \right] \right. \\ & - \delta_{-1}(t-T_A/2) \cdot 2 \left[1 - e^{-\omega_0 \vartheta (t-T_A/2)} \cdot \left(\cos \omega_d (t-T_A/2) + \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d (t-T_A/2) \right) \right] \\ & \left. + \delta_{-1}(t-T_A) \cdot \left[1 - e^{-\omega_0 \vartheta (t-T_A)} \cdot \left((1-c_z) \cos \omega_d (t-T_A) + \left(\frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} - d_z \right) \sin \omega_d (t-T_A) \right) \right] \right\} \quad (5.5-51). \end{aligned}$$

Auch diese Gleichung gilt wieder im Bereich $0 \leq t \leq T_A$ für $1 \leq f_d/f_A \leq 2$ und läßt sich wegen der Periodizität nach rechts fortsetzen.

Für den von der Gegenspannung $u_g(t)$ verursachten Anteil $u_{cg}(t)$ findet man analog zu Gl. (5.5-38) und Gl. (5.5-51):

$$u_{cgo}(t) =$$

$$\begin{aligned} \hat{u}_g & \left\{ \delta_{-1}(t+t_s) \cdot \left[1 - e^{-\omega_0^g (t+t_s)} \cdot \left((1+c_z) \cos \omega_d (t+t_s) + \left(\frac{g}{\sqrt{1-g^2}} + d_z \right) \sin \omega_d (t+t_s) \right) \right] \right. \\ & - \delta_{-1}(t+t_s - T_A/2) \cdot 2 \left[1 - e^{-\omega_0^g (t+t_s - T_A/2)} \cdot \left(\cos \omega_d (t+t_s - T_A/2) + \frac{g}{\sqrt{1-g^2}} \sin \omega_d (t+t_s - T_A/2) \right) \right] \\ & \left. + \delta_{-1}(t+t_s - T_A) \cdot \left[1 - e^{-\omega_0^g (t+t_s - T_A)} \cdot \left((1-c_z) \cos \omega_d (t+t_s - T_A) + \left(\frac{g}{\sqrt{1-g^2}} - d_z \right) \sin \omega_d (t+t_s - T_A) \right) \right] \right\} \end{aligned}$$

(5.5-52)

Diese Gleichung gilt im Bereich $-t_s \leq t \leq T_A - t_s$ und läßt sich wieder nach rechts fortsetzen.

Für die gesamte stationäre Kondensatorspannung $u_c(t)$ erhält man mit Gl. (5.5-2) im Bereich $0 \leq t \leq T_A/2$ und für $1 \leq f_d/f_A \leq 2$:

$$u_c(t) =$$

$$\begin{aligned} & \delta_{-1}(t) \cdot u_z \left[1 - e^{-\omega_0^g t} \cdot \left((1+c_z) \cos \omega_d t + \left(\frac{g}{\sqrt{1-g^2}} + d_z \right) \sin \omega_d t \right) \right] \\ & - \delta_{-1}(t) \cdot \hat{u}_g \left[1 - e^{-\omega_0^g (t+t_s)} \cdot \left((1+c_z) \cos \omega_d (t+t_s) + \left(\frac{g}{\sqrt{1-g^2}} + d_z \right) \sin \omega_d (t+t_s) \right) \right] \\ & + \delta_{-1}(t+t_s - T_A/2) \hat{u}_g \cdot 2 \left[1 - e^{-\omega_0^g (t+t_s - T_A/2)} \cdot \left(\cos \omega_d (t+t_s - T_A/2) + \frac{g}{\sqrt{1-g^2}} \sin \omega_d (t+t_s - T_A/2) \right) \right] \end{aligned}$$

(5.5-53).

Eine Fortsetzung nach rechts ist wie bei Gl. (5.5-42) leicht durchführbar.

Zur Ermittlung der Schonzeit t_s ist auch hier Gl. (5.5-40) zu verwenden.

5.5.5 Lückbetrieb

Die bisherigen Überlegungen gelten für den nichtlückenden Betrieb. Um den Verlauf von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ im Lückbetrieb angeben zu können, muß zunächst die Lückgrenze gefunden werden, d.h., es ist dasjenige Verhältnis f_d/f_A zu suchen, bei welchem in Gl. (5.5-39) für $t = T_A/2$ die Bedingung

$$i_s(T_A/2) = 0 \quad (5.5-54)$$

erfüllt ist.

Dies ist der Fall, wenn

$$f_d/f_A = 2 \quad (5.5-55)$$

gesetzt wird.

Hiermit gilt für die Koeffizienten a_z und b_z nach den Gleichungen (5.5-24) und (5.5-25):

$$a_z = 0 \quad (5.5-56)$$

$$1+b_z = \frac{2}{1-e^{\frac{-2\pi}{\sqrt{1-\vartheta^2}}}}$$

Mit Gleichung (5.5-55) und $T = 1/f_A$ gilt für die Schonzeit

$$t_s = \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega_d} = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\vartheta^2}} \quad (5.5-57).$$

Setzt man die Gln. (5.5-56) und (5.5-57) in Gl. (5.5-39) ein, so erhält man schließlich

$$\begin{aligned} i_s(t) = & \delta_{-1}(t) \frac{2 \cdot (U_z + \hat{u}_g e^{-\frac{\pi}{\sqrt{1-\vartheta^2}}})}{Z \sqrt{1-\vartheta^2} (1 + e^{-\frac{2\pi}{\sqrt{1-\vartheta^2}}})} e^{-\vartheta \omega_0 t} \cdot \sin \omega_d t \\ & + \delta_{-1}(t-T/2) \frac{2 \hat{u}_g}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} e^{-\vartheta \omega_0 (t-T/2)} \cdot \sin \omega_d (t-T/2) \end{aligned} \quad (5.5-58).$$

Diese Gleichung gilt im Bereich $0 \leq t \leq T$ für $f_d/f_A = 2$ und ist nach rechts fortzusetzen.

Entsprechend kann $u_C(t)$ für $f_d/f_A = 2$ bestimmt werden.

Bild 5.5-4 zeigt aber den Verlauf von $i_s(t)$ und $u_C(t)$ an der Lückengrenze.

Für $f_d/f_A > 2$ stellt sich der in Bild 5.5-4 unten dargestellte Lückbetrieb ein.

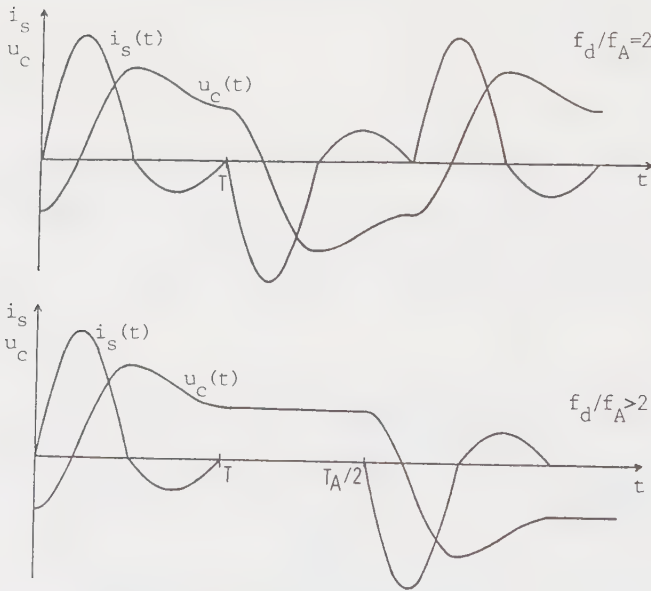


Bild 5.5-4: Betrieb an der Lückgrenze $f_d/f_A = 2$
und beim Lücken $f_d/f_A > 2$

Wie aus Bild 5.5-4 hervorgeht, erhält man für alle Werte $f_d/f_A \geq 2$ in der Schwingphase ($0 \leq t \leq T$) den gleichen Verlauf von $i_s(t)$ und $u_C(t)$, dies allerdings unter der Voraussetzung, daß die Schwingkreis-kapazität in der Schwingpause ($T \leq t \leq T_A/2$) nicht entladen wird. Dies ist beim vorliegenden Wechselrichter nach Bild 5.2-1 der Fall, wenn der dort nicht eingezeichnete "Lebensretterwiderstand" über der Schwingkreiskapazität hochohmig genug ist, was in der Praxis gegeben ist.

5.5.6 Schwingbedingung ohne Berücksichtigung der Wicklungskapazität

Aus Gl. (5.5-58) ist sehr einfach eine Schwingbedingung für den Wechselrichter angebar.

Zunächst gelten die folgenden Betrachtungen entsprechend dem Gültigkeitsbereich von Gl. (5.5-58) nur für Lückbetrieb $f_d/f_A \geq 2$.

Damit der Wechselrichter schwingen kann, müssen die Thyristoren im Bild 5.2-1 gelöscht werden. Deswegen muß im Zeitbereich $T/2 < t < T$ Rückstrom fließen, d.h. der Schwingstrom $i_s(t)$ muß negativ sein.

Nach Gl. (5.5-58) ist dies im angegebenen Zeitbereich der Fall, wenn

$$\frac{U_z + \hat{u}_g e^{-\frac{3\pi}{\sqrt{1-\vartheta^2}}}}{1 + e^{-\frac{2\vartheta\pi}{\sqrt{1-\vartheta^2}}}} e^{-\frac{3\pi}{\sqrt{1-\vartheta^2}}} > \hat{u}_g \quad (5.5-59)$$

ist.

Hieraus erhält man:

$$\hat{u}_g < U_z \cdot e^{-\frac{3\pi}{\sqrt{1-\vartheta^2}}} \quad (5.5-60).$$

Das Ergebnis ist insoweit interessant, als es zeigt, daß die Gegenspannung einen oberen, nur von ϑ und U_z abhängigen Grenzwert nicht überschreiten darf, soll der Wechselrichter schwingfähig bleiben.

Entsprechend ist das Übersetzungsverhältnis der Hochspannungstransformatoren nach Bild 5.2-1 zu wählen. Im Idealfall ist für $\vartheta \rightarrow 0$ die obere Grenze der Gegenspannung die treibende Spannung U_z .

Daß die Bedingung nach Gleichung (5.5-60) auch für den nichtlückenden Betrieb gilt, soll die folgende Überlegung zeigen.

Auch im nichtlückenden Betrieb ($1 < f_d/f_A < 2$) ist der Wechselrichter nur schwingfähig, wenn Rückstrom fließt. Andernfalls unterscheidet sich der Schwingstrom im Bereich ($0 \leq t \leq T/2$) nicht von dem Lückbetrieb $f_d/f_A \geq 2$, wie es in Bild 5.5-5 illustriert ist.

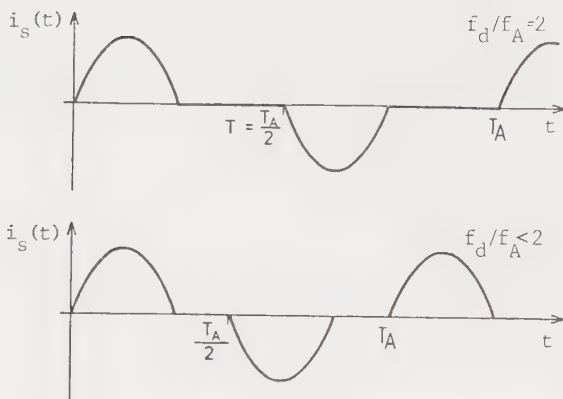


Bild 5.5-5: Theoretischer Verlauf des Schwingstromes für $f_d/f_A = 2$ und $f_d/f_A < 2$ bei nicht erfüllter Schwingbedingung.

Eine weitere Diskussion der in diesem Kapitel ermittelten Ergebnisse soll erst zusammen mit den Ergebnissen der beiden nächsten Kapitel erfolgen.

5.6 Berücksichtigung der Wicklungskapazität im Ersatzschaltbild

Haben die Hochspannungstransformatoren nach Bild 5.2-1 ein hohes Übersetzungsverhältnis, was bei den hier beschriebenen Schaltungen der Fall ist, so ist der Einfluß der sekundären Wicklungskapazitäten auf das Schwingverhalten nicht zu vernachlässigen. Nach [35: Kap. 20 und 29] wird die Wicklungskapazität als parallel zur Sekundärwicklung liegend angesehen und im Ersatzschaltbild an den Ausgang des Transformators angeschlos-

sen gedacht (Bild 5.2-3). Primärseitige Wicklungskapazitäten können vernachlässigt werden.

In die sekundäre Wicklungskapazität seien alle sonstigen parasitären Kapazitäten, die als parallel zur Sekundärwicklung liegend interpretiert werden können, eingeschlossen.

Aus der Ersatzschaltung nach Bild 5.2-3 läßt sich unter Berücksichtigung der Wicklungskapazität C_w das folgende Ersatzschaltbild gewinnen:

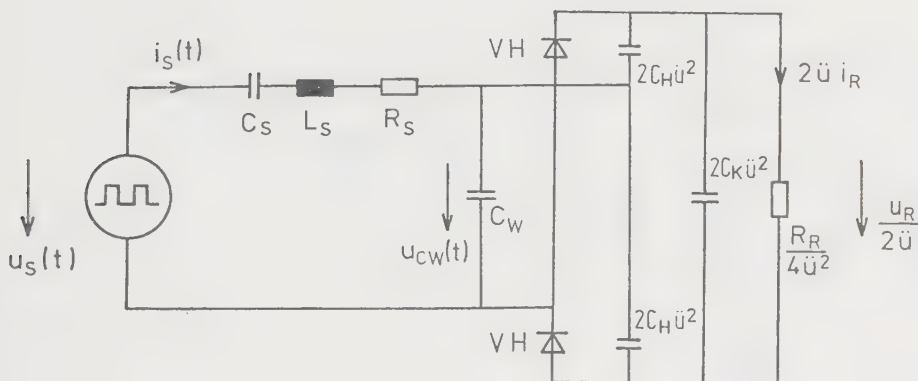


Bild 5.6-1: Ersatzschaltbild unter Berücksichtigung der Wicklungskapazität

Ist einer der beiden Hochspannungsgleichrichter VH leitend, liegt die Wicklungskapazität C_w parallel zur jeweils "angekoppelten" Ladepkapazität $2C_H \ddot{u}^2$. In diesem Fall kann die Spannung an C_w als konstant angesehen werden (der Durchlaßwiderstand der Gleichrichter ist vernachlässigbar), die Ersatzschaltung nach Bild 5.3-1 ist weiterhin gültig. Ändert der Schwingstrom seine Richtung, dann muß zunächst die Wicklungskapazität vom Schwingstrom umgeladen werden, ehe i_s wieder durch einen der beiden Gleichrichter VH fließt.

Für die Zeitdauer dieser Umladung sind beide Gleichrichter VH sperrend, da die Spannung an C_w stets kleiner ist als die Spannung an den Lade-kondensatoren $2 C_{H\ddot{u}}^2$. Während dieser Zeit verliert die Ersatzschaltung nach Bild 5.3-1 ihre Gültigkeit. Die folgenden Bilder sollen die Zusammen-hänge verdeutlichen, wobei vorerst nichtlückender Betrieb vorausgesetzt ist.

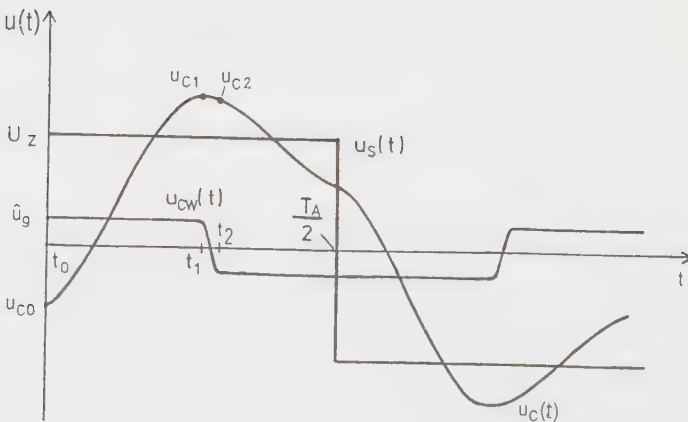
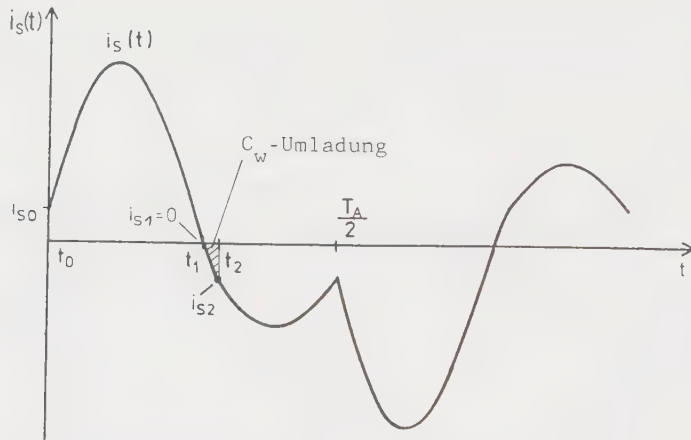


Bild 5.6-2: Strom- und Spannungsdiagramm zur Wechselrichterschaltung nach Bild 5.6-1

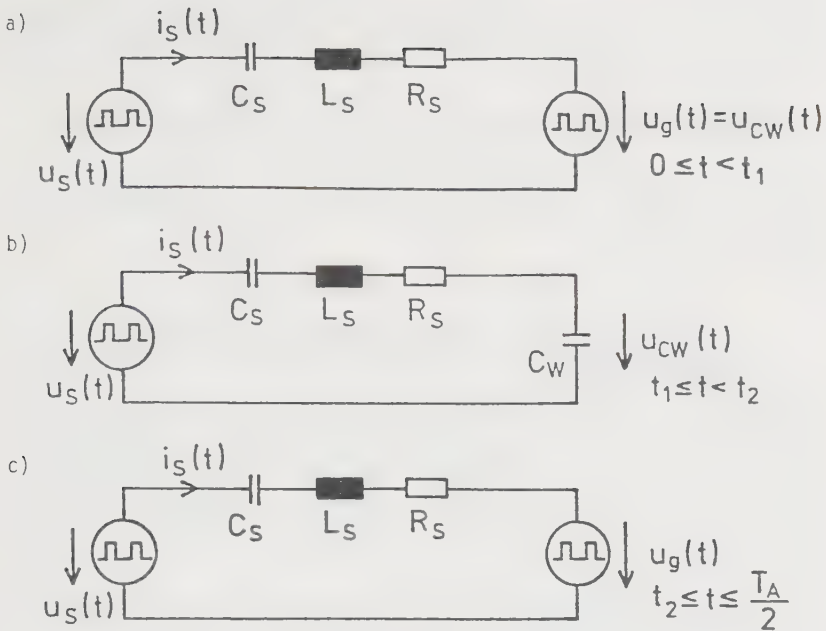


Bild 5.6-3: Ersatzschaltbilder zu Bild 5.6-2

a) Im Zeitbereich $0 \leq t < t_1$ ist C_W zur unteren Glättungskapazität $2 C_{H\ddot{u}}^2$ (Bild 5.6-1) parallel geschaltet. Die Last kann wie in Kapitel 5.3 als Gegenspannung angesehen werden.

b) Im Zeitbereich $t_1 \leq t < t_2$ wird C_W umgeladen. Beide Hochspannungsgleichrichter sperren. Es gilt das im obigen Diagramm angegebene Ersatzschaltbild. Die Spannung an C_W ist keine neue Zustandsgröße, da sie mit der Spannung an C_S fest verbunden ist. Die zur Umladung erforderliche Strom-Zeit-Fläche

$$\int_{t_1}^{t_2} i_S(\tau) d\tau = 2C_W \frac{\hat{u}_R}{4\ddot{u}} \quad (5.6-1)$$

ist in Bild 5.6-2 schraffiert eingezeichnet.

- c) Im Zeitbereich $t_2 \leq t \leq T_A/2$ ist C_W zur oberen Glättungskapazität (Bild 5.6-1) parallel geschaltet, somit ist die Last wieder als Gegenspannung wirksam.

Für die Zeiten $t > T_A/2$ gelten die bisherigen Betrachtungen sinngemäß. Eine geschlossene Analyse entsprechend derjenigen in Kapitel 5.5 ist hier nicht möglich, da zu verschiedenen Zeiten unterschiedliche Ersatzschaltbilder gelten.

5.7 Das stationäre Betriebsverhalten bei Berücksichtigung der Wicklungskapazität

Die Berechnung von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ ist in jedem der drei Zeitbereiche von Bild 5.6-3 getrennt vorzunehmen. Die Endwerte von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ im jeweiligen Zeitbereich stellen für den nächsten Zeitbereich die Anfangsbedingungen dar. Der Verlauf von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ ist somit nicht mehr geschlossen angebar.

Die bereichsweise Berechnung von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ wird mit der Laplace-Transformation durchgeführt, da dies einfacher ist als die direkte Lösung der Differentialgleichungen im Zeitbereich.

Die Anfangsbedingungen von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ können der Einfachheit halber als Strom- bzw. Spannungsquellen angegeben werden [40], so daß die Reaktanzen C_s , L_s und C_w zu Beginn des betrachteten Zeitbereichs als energiefrei angesehen werden können. Zunächst sei wie bei Bild 5.6-2 nichtlückender Betrieb vorausgesetzt.

Berechnung von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ im Zeitbereich $0 \leq t < t_1$:

Es gilt folgendes Ersatzschaltbild:

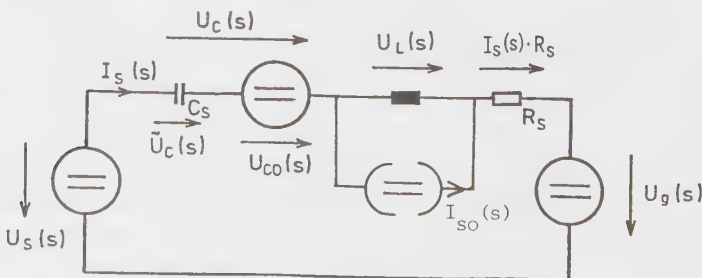


Bild 5.7-1: Ersatzschaltbild im Bereich $0 \leq t < t_1$ mit Berücksichtigung der Anfangsbedingungen

$$\text{Es gilt: } U_s(s) = \frac{U_z}{s}$$

$$U_{co}(s) = \frac{u_{co}}{s} \quad (5.7-1)$$

$$I_{so}(s) = \frac{i_{so}}{s}$$

$$U_g(s) = \frac{\hat{u}_g}{s}$$

Die Anfangsbedingung u_{co} ist negativ (Bild 5.6-2).

$\bar{U}_c(s)$ ist die Spannung am zu Beginn energiefrei gedachten Kondensator.
Die tatsächliche Kondensatorspannung ist:

$$U_c(s) = \bar{U}_c(s) + U_{co}(s) \quad (5.7-2).$$

Ein Maschenumlauf ergibt

$$\frac{U_z}{s} - \frac{u_{co}}{s} - \frac{\hat{u}_g}{s} + \frac{i_{so}}{s} \cdot sL_s - I_s(s) \cdot sL_s - \frac{I_s(s)}{sC_s} - I_s(s) \cdot R_s = 0 \quad (5.7-3)$$

$$I_s(s) = \frac{(U_z - u_{co} - \hat{u}_g) C_s}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2s\vartheta}{\omega_0} + 1} + \frac{\frac{s}{\omega_0^2} \cdot i_{so}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2s\vartheta}{\omega_0} + 1} \quad (5.7-4),$$

mit den Definitionen von ω_0 und ϑ nach Gl.(5.1-3) und (5.1-4).

$$\text{Mit } \bar{U}_c(s) = I_s(s) \frac{1}{sC_s} \quad (5.7-5)$$

erhält man aus Gl. (5.7-4) und (5.7-2):

$$U_c(s) = \frac{U_z - u_{co} - \hat{u}_g}{s(\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2s\vartheta}{\omega_0} + 1)} + \frac{i_{so} \cdot L_s}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2s\vartheta}{\omega_0} + 1} + \frac{u_{co}}{s} \quad (5.7-6).$$

Nach Rücktransformation von (5.7-4) und 5.7-6) in den Zeitbereich kann man schreiben

$$\begin{bmatrix} i_s(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \delta_{-1}(t) e^{-\omega_d t} \begin{bmatrix} \cos \omega_d t - \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d t & \frac{\sin \omega_d t}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} \\ \frac{Z}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d t & -\cos \omega_d t - \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{so} \\ U_z - u_{co} - \hat{u}_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_z - \hat{u}_g \end{bmatrix}$$

(5.7-7),

mit den Definitionen von ω_d und Z nach Gl. (5.1-2) und (5.5-23).

Für t_1 gilt (siehe Bild 5.6-2):

$$\begin{bmatrix} 0 \\ u_{c1} \end{bmatrix} = e^{-\vartheta \omega_d t_1} \begin{bmatrix} \cos \omega_d t_1 - \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d t_1 & \frac{\sin \omega_d t_1}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} \\ \frac{Z}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d t_1 & -\cos \omega_d t_1 - \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d t_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{so} \\ U_z - u_{co} - \hat{u}_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_z - \hat{u}_g \end{bmatrix}$$

(5.7-8).

Aus der oberen Gleichungszeile läßt sich t_1 bestimmen

$$t_1 = \frac{1}{\omega_d} \arctan \left(- \frac{i_{so} \sqrt{1-\vartheta^2}}{\frac{U_z - u_{co} - \hat{u}_g}{Z} - \vartheta i_{so}} \right) \quad (5.7-9)$$

und ergibt eingesetzt in die untere Gleichungszeile den Wert von $u_c(t)$ zum Zeitpunkt t_1 .

$$u_{c1} = u_c(t_1) \quad (5.7-10)$$

Bei der Lösung von Gl. (5.7-9) ist zu beachten, daß sich der Winkel $\omega_d t_1$ im 2. Quadranten befindet.

Berechnung von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ im Zeitbereich $t_1 \leq t < t_2$:

Es gilt folgendes Ersatzschaltbild:

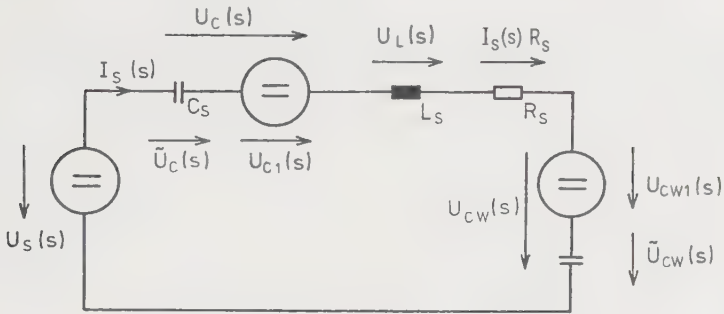


Bild 5.7-2: Ersatzschaltbild im Bereich $t_1 \leq t < t_2$ mit Berücksichtigung der Anfangsbedingungen

Entsprechend der Gleichung (5.7-1) gilt hier:

$$U_s(s) = \frac{U_z}{s} e^{-st_1}$$

$$U_{c1}(s) = \frac{u_{c1}}{s} e^{-st_1}$$

$$U_{cw1}(s) = \frac{\hat{u}_g}{s} e^{-st_1} \quad (5.7-11).$$

Die Polarität der Anfangsbedingung u_{c1} ist jetzt positiv (Bild 5.6-2). $\hat{u}_g$ ist die Anfangsbedingung der umzuladenden Wicklungskapazität.

Ein Maschenumlauf ergibt

$$\frac{U_z - u_{c1} - \hat{u}_g}{s} e^{-st_1} - I_s(s) \cdot \left(sL_s + \frac{1}{sC_s} + \frac{1}{sC_w} + R_s \right) = 0 \quad (5.7-12)$$

$$I_S(s) = - \frac{(u_{C1} + \hat{u}_g - u_z) C_r}{\frac{s^2}{\omega_{r0}^2} + \frac{2s}{\omega_{r0}} g_r + 1} e^{-st_1} \quad (5.7-13),$$

und es gelten die folgenden Abkürzungen, die wegen der in diesem Zeitbereich gültigen Reihenschaltung von C_S und C_W den Index r erhalten:

$$C_r = \frac{C_S C_W}{C_S + C_W} \quad (5.7-14)$$

$$\omega_{r0} = \frac{1}{\sqrt{L_S C_r}} \quad (5.7-15)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_S}{C_r}} \quad (5.7-16)$$

$$g_r = \frac{R_S}{2 Z_r} \quad (5.7-17)$$

$$\omega_{rd} = \omega_{r0} \sqrt{1 - g_r^2} \quad (5.7-18).$$

Für die Kondensatorspannungen findet man:

$$\tilde{U}_C(s) = \frac{I_S(s)}{sC_S} = - \frac{(u_{C1} + \hat{u}_g - u_z) C_r}{sC_S \left(\frac{s^2}{\omega_{r0}^2} + \frac{2s}{\omega_{r0}} g_r + 1 \right)} e^{-st_1} \quad (5.7-19)$$

$$U_C(s) = \tilde{U}_C(s) + \frac{u_{C1}}{s} e^{-st_1} \quad (5.7-20)$$

$$\tilde{U}_{CW}(s) = - \frac{(u_{c1} + \hat{u}_g - U_z) C_r}{s C_w \left(\frac{s^2}{\omega_{ro}^2} + \frac{2s}{\omega_{ro}} g_r + 1 \right)} e^{-st_1} \quad (5.7-21)$$

$$U_{CW}(s) = \tilde{U}_{CW}(s) + \frac{\hat{u}_g}{s} e^{-st_1} \quad (5.7-22).$$

Weiterhin gilt:

$$\frac{\tilde{U}_C(s)}{\tilde{U}_{CW}(s)} = \frac{C_w}{C_s} \quad (5.7-23).$$

Die Rücktransformation dieser Gleichungen ergibt:

$$\begin{bmatrix} i_s(t) \\ u_c(t) \\ u_{cw}(t) \end{bmatrix} = \delta_{-1}(t-t_1) (u_{c1} + \hat{u}_g - U_z) e^{-\omega_{ro} g_r (t-t_1)} \begin{bmatrix} - \frac{\sin \omega_r (t-t_1)}{Z_r \sqrt{1-g_r^2}} \\ \frac{C_r}{C_s} \cos \omega_r (t-t_1) + \frac{g_r}{\sqrt{1-g_r^2}} \sin \omega_r (t-t_1) \\ \frac{C_r}{C_w} \cos \omega_r (t-t_1) + \frac{g_r}{\sqrt{1-g_r^2}} \sin \omega_r (t-t_1) \end{bmatrix} +$$

$$t_1 \leq t < t_2$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ u_{c1} - \frac{C_r}{C_s} (u_{c1} + \hat{u}_g - U_z) \\ \hat{u}_g - \frac{C_r}{C_w} (u_{c1} + \hat{u}_g - U_z) \end{bmatrix}$$

Für t_2 gilt nach Bild (5.6-2)

$$u_{cw}(t_2) = -\hat{u}_g \quad (5.7-25)$$

und dies ergibt nach Einsetzen in die 3. Zeile der Gl. (5.7-24):

$$e^{-\omega_{ro} g_r(t_2-t_1)} \cdot \left[\cos \omega_{rd}(t_2-t_1) + \frac{g_r}{\sqrt{1-g_r^2}} \sin \omega_{rd}(t_2-t_1) \right] = 1 - \frac{2 \hat{u}_g}{\frac{C_r}{C_w}(u_{c1} + \hat{u}_g - u_z)} \quad (5.7-26).$$

Aus dieser Gleichung läßt sich t_2 ermitteln, eine geschlossene Lösung ist nicht angebar, vielmehr muß das Ergebnis iterativ gesucht werden.

Für die Zustandsgrößen $i_s(t)$ und $u_c(t)$ gilt unter Benutzung von Gl. (5.7-23) zum Zeitpunkt t_2 :

$$\begin{bmatrix} i_{s2} \\ u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{u_{c1} + \hat{u}_g - u_z}{Z_r \sqrt{1-g_r^2}} e^{-\omega_{ro} g_r(t_2-t_1)} \cdot \sin \omega_{rd}(t_2-t_1) \\ u_{c1} - 2 \frac{C_w}{C_s} \hat{u}_g \end{bmatrix} \quad (5.7-27).$$

Bei diesen Berechnungen ist vorausgesetzt, daß $t_2 < T_A/2$ ist, was in der vorliegenden Arbeit immer zutrifft. Anderenfalls müßten die Endwerte i_{s2} und u_{c2} durch Einsetzen von $t_2 = T_A/2$ in Gl. (5.7-24) bestimmt werden. Auch das weitere Vorgehen würde sich von dem hier aufgezeigten unterscheiden, da C_w zunächst erst einmal vollständig umgeladen werden müßte, ehe das Ersatzschaltbild 5.7-1 wieder gültig ist. (Diese Überlegungen gelten für den nichtlückenden Bereich, für den lückenden sind sie sinngemäß anzuwenden.)

Berechnung von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ im Zeitbereich $t_2 \leq t \leq T_A/2$:

Es gilt das folgende Ersatzschaltbild:

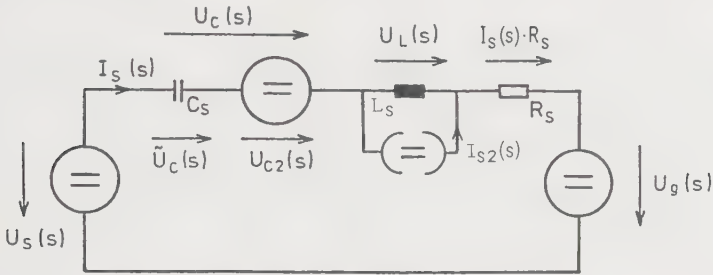


Bild 5.7-3: Ersatzschaltbild im Bereich $t_2 \leq t \leq T_A/2$ mit Berücksichtigung der Anfangsbedingungen

Wie in den bisherigen Zeitintervallen findet man (siehe auch Bild 5.6-2):

$$U_s(s) = \frac{U_z}{s} e^{-st_2}$$

$$U_{c2}(s) = \frac{U_{c2}}{s} e^{-st_2}$$

(5.7-28)

$$I_{s2}(s) = \frac{i_{s2}}{s} e^{-st_2}$$

$$U_g(s) = -\frac{\hat{U}_g}{s} e^{-st_2}$$

Anm.: Nach Bild 5.6-2 besitzt i_{s2} einen negativen Zahlenwert.

$$\frac{U_z - u_{c2} + \hat{u}_g}{s} e^{-st_2} + \frac{i_{s2}}{s} e^{-st_2} sL_s - I_s(s) (sL_s + \frac{1}{sC_s} + R_s) = 0 \quad (5.7-29)$$

$$I_s(s) = \frac{(U_z - u_{c2} + \hat{u}_g) C_s + i_{s2} \frac{s}{\omega_0^2}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2}{\omega_0} s + 1} e^{-st_2} \quad (5.7-30)$$

$$U_c(s) = \left(\frac{U_z - u_{c2} + \hat{u}_g}{s(\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2}{\omega_0} s + 1)} + \frac{i_{s2} L_s}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2}{\omega_0} s + 1} + \frac{u_{c2}}{s} \right) e^{-st_2} \quad (5.7-31)$$

$$\begin{bmatrix} i_s(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \delta_{-1}(t-t_2) e^{-\omega_0 \vartheta(t-t_2)} \begin{bmatrix} \cos \omega_d(t-t_2) - \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d(t-t_2) & \frac{\sin \omega_d(t-t_2)}{Z \sqrt{1-\vartheta^2}} \\ \frac{Z}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d(t-t_2) & -\cos \omega_d(t-t_2) - \frac{\vartheta}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \sin \omega_d(t-t_2) \end{bmatrix} \cdot$$

$$\cdot \begin{bmatrix} i_{s2} \\ U_z - u_{c2} + \hat{u}_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_z + \hat{u}_g \end{bmatrix}$$

$$t_2 \leq t \leq T_A/2 \quad (5.7-32)$$

Die erste Zeile dieser Gleichung läßt sich schreiben:

$$i_s(t) = i_{sa}(t) + i_{sb}(t) \quad (5.7-33)$$

mit

$$i_{sa}(t) = f(t, i_{s2}) \quad (5.7-34)$$

und

$$i_{sb}(t) = f(t, U_z - u_{c2} + \hat{u}_g) \quad (5.7-35).$$

Der Verlauf von $i_s(t)$ ist in Bild 5.7-4 illustriert, wobei zu beachten ist, daß i_{s2} nach Bild 5.6-2 einen negativen Betrag besitzt.

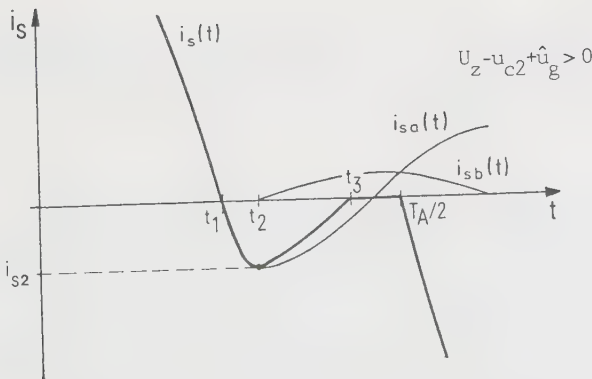
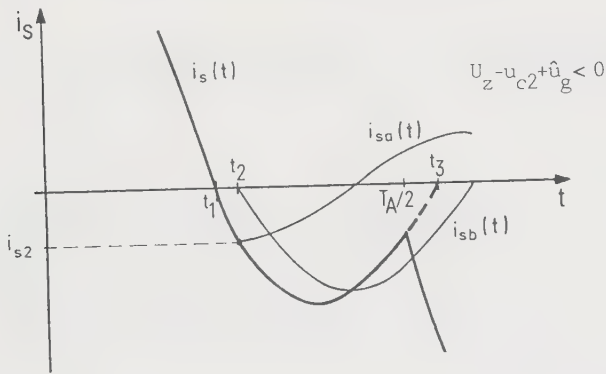


Bild 5.7-4: Verlauf von $i_s(t)$ mit besonderer Berücksichtigung des Bereichs $t_2 \leq t \leq T_A/2$

An dieser Stelle ist es notwendig, näher auf den Verlauf des Rückstromes einzugehen und die physikalische Bedeutung der ermittelten Ergebnisse zu diskutieren. Dies geschieht im Vergleich zwischen den Fällen mit und ohne Wicklungskapazität.

Zwischen den Zeitpunkten t_1 und t_2 (Bild 5.7-4) wird die Wicklungskapazität umgeladen. Der Verlauf des Rückstromes ab t_2 wird von den Energien bestimmt, die zum Zeitpunkt t_2 in L_s und C_s gespeichert sind (siehe auch Bild 5.7-3). Die in L_s gespeicherte Energie, charakterisiert durch i_{s2} , führt zur Stromkomponente $i_{sa}(t)$ nach Gl. (5.7-34), die in C_s gespeicherte Energie, charakterisiert durch u_{c2} , zur Komponente $i_{sb}(t)$ nach Gl. (5.7-35).

Ohne Wicklungskapazität fallen die Punkte t_1 und t_2 zusammen und wegen $i_{s2} = 0$ ist $i_{sa} = 0$, d.h. der Rückstrom ist identisch mit $i_{sb}(t)$.

Die Rückstromamplitude ist dabei umso größer, je negativer der Wert des Terms $U_z - u_{c2} + \hat{u}_g$ ist. Bei hohen Werten der Gegenspannung wird die Rückstromamplitude deshalb klein sein. Den Bildern 5.8.2-1a, 5.8.2-2a, 5.8.2-3a und 5.8.2-4a kann der Verlauf des Rückstromes bei verschiedenen Werten der Gegenspannung entnommen werden. Bemerkenswert ist, daß die Höhe der Gegenspannung nur einen Einfluß auf die Amplitude des Rückstromes hat, nicht aber auf dessen Dauer.

Bei positiven Werten des Terms $U_z - u_{c2} + \hat{u}_g$ kann kein Rückstrom mehr fließen. Der Ansatz $U_z - u_{c2} + \hat{u}_g < 0$ stellt damit die Voraussetzung für den Rückstrom dar und führt auf einem etwas schwierigeren Weg als in Kap. 5.5.6 zur Schwingbedingung nach Gl. (5.5-60).

Mit Wicklungskapazität sind die Verhältnisse komplizierter. Zur Umladung von C_w wird umso mehr Ladung benötigt (Bild 5.6-2), je größer Gegenspannung und Wicklungskapazität sind. Das heißt, daß sich bei kleinen Gegenspannungen der Rückstromverlauf nicht sehr von demjenigen ohne Wicklungskapazität unterscheiden wird. In Bild 5.6-2 und Bild 5.7-4 oben ist dieser Fall wiedergegeben. Bei hohen Gegenspannungen kann dagegen die Situation eintreten, daß durch die Umladung der Wicklungskapazität C_s bereits so stark entladen ist, daß gilt: $U_z - u_{c2} + \hat{u}_g > 0$ (Bild 5.7-4 unten).

Der Rückstrom wird dann für Zeiten größer t_2 nur von der in L_s gespeicherten Energie (charakterisiert durch i_{s2}) aufrecht erhalten, was zu einem schnellen Abklingen des Rückstromes führt. Im Gegensatz zum Fall ohne Wicklungskapazität bestimmt die Gegenspannung auch die Dauer des Rückstromflusses. Der lückende Betriebszustand kann deshalb auch bei Ansteuerfrequenzen $f_A > f_d/2$ auftreten, bei denen ohne Wicklungskapazität immer der nichtlückende Betrieb existiert. Die Bilder 5.8.2-1b, 5.8.2-2b, 5.8.2-3b und 5.8.2-4b geben den Verlauf des Rückstromes bei verschiedenen Werten der Gegenspannung wieder.

Bedingung für den Lückbetrieb:

Für das weitere Vorgehen ist eine Fallunterscheidung erforderlich.

Ohne Wicklungskapazität (Kapitel 5.5) hat immer gegolten, daß nichtlückender Betrieb für alle Werte $1 < f/f_A < 2$ vorliegt. Wie das Bild 5.7-4 zeigt, ist dies jetzt nicht mehr zwangsläufig gegeben.

Es ist zunächst erforderlich, die Zeit t_3 nach Bild 5.7-4 zu berechnen und für $t_3 < T_A/2$ unterschiedlich vorzugehen.

Mit $i_s(t_3) = 0$ erhält man aus Gl. (5.7-32):

$$t_3 = t_2 + \frac{1}{\omega_d} \arctan \frac{i_{s2} \sqrt{1 - \vartheta^2}}{\frac{u_z - u_{c2} + \hat{u}_g}{Z} + \vartheta i_{s2}} \quad (5.7-36).$$

Zu beachten ist, daß der Winkel $\omega_d (t_3 - t_2)$ im 1. oder im 2. Quadranten liegen muß.

Fallunterscheidung:

$t_3 > T_A/2$	$t_3 \leq T_A/2$	(5.7-37)
nicht lückender Betrieb	lückender Betrieb	

Beide Fälle müssen getrennt behandelt werden.

1. Nichtlückender Betrieb:

Die Endwerte der Schwingung $i_s(t = T_A/2)$ und $u_c(t = T_A/2)$ ergeben sich durch Einsetzen von $t = T_A/2$ in Gl. (5.7-32).

Für die nächste Halbschwingung stellen diese beiden Werte die Anfangsbedingungen dar.

Mit Hilfe von

$$\begin{aligned} i_s(t) &= -i_s(t - T_A/2) \\ u_c(t) &= -u_c(t - T_A/2) \end{aligned} \quad (5.7-38)$$

lassen sich die in diesem Kapitel bisher für den Zeitbereich $0 \leq t \leq T_A/2$ ermittelten Gleichungen alle weiter für den Zeitbereich $T_A/2 \leq t \leq T_A$ verwenden.

Im eingeschwungenen Zustand muß gelten:

$$\begin{bmatrix} i_{so} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_s(T_A/2) \\ -u_c(T_A/2) \end{bmatrix} \quad (5.7-39).$$

Die Schonzeit der Thyristoren ist nach Bild 5.6-2:

$$t_s = T_A/2 - t_1 \quad (5.7-40).$$

2. Lückender Betrieb:

Durch Einsetzen von t_3 aus Gl. (5.7-36) in die untere Zeile von Gl. (5.7-32) erhält man den Wert u_{c3} .

Für i_{s3} gilt nach Voraussetzung: $i_{s3} = 0$

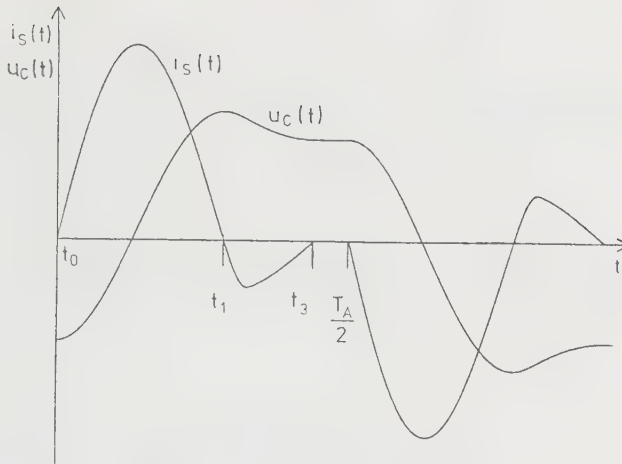


Bild 5.7-5: Lückender Betrieb

Da in der Pause zwischen t_3 und $T_A/2$ der Kondensator nicht weiter entladen wird, ist

$$\begin{bmatrix} i_s(T_A/2) \\ u_c(T_A/2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ u_{c3} \end{bmatrix} \quad (5.7-41)$$

und im eingeschwungenen Zustand muß Gl. (5.7-39) erfüllt sein.

Die Schonzeit der Thyristoren ist:

$$t_s = t_3 - t_1 \quad (5.7-42).$$

Diskussion der Ergebnisse:

Um den Verlauf von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ berechnen zu können, müssen zunächst die Anfangswerte i_{so} und u_{co} bestimmt werden. Ohne Wicklungskapazität lassen sie sich mit den Ergebnissen von Kap. 5.5 explizit angeben. Mit Wicklungskapazität gelten die Ersatzschaltbilder nach Bild 5.6-3, die zu dem in Kap. 5.7 ermittelten System transzendenter Gleichungen geführt haben. i_{so} und u_{co} können hieraus nicht mehr direkt bestimmt werden, sondern müssen iterativ wie folgt ermittelt werden: In Gl. (5.7-8) und Gl. (5.7-9) muß ein angenommenes Wertepaar i_{so} und u_{co} eingesetzt werden, zweckmäßigerweise sind die Anfangswerte für den nichtlückenden Betrieb nach Gl. (5.5-39) und (5.5-53) zu verwenden. Anschließend ist die gesamte Berechnung über die Gleichungen (5.7-26), (5.7-27) bis Gl. (5.7-39) durchzuziehen, die so erhaltenen Werte sind neu einzusetzen und so fort, bis die Lösungen innerhalb einer vorgebbaren Fehlerschranke bleiben.

Mit den so erhaltenen Werten von i_{so} und u_{co} kann dann der gesamte Verlauf von $i_s(t)$ und $u_c(t)$ berechnet und ausgedruckt werden.

Wegen des vorliegenden Dämpfungsfaktors ξ und der "dämpfenden" Wirkung der Gegenspannung $u_g(t)$ ist sichergestellt, daß das Lösungsverfahren konvergiert, da jede Abweichung vom Gleichgewichtszustand im Lauf der Zeit abklingen muß.

Nur für $\xi \rightarrow 0$ und $\hat{u}_g \rightarrow 0$ sind eine langsame Konvergenz und sehr lange Rechenzeiten zu erwarten, aber diese Grenzfälle lassen sich sowieso besser mit den Gleichungen des Kap. 5.5 lösen.

Neben der Berechnung des stationären Wechselrichter Verhaltens bietet die in diesem Kapitel vorgestellte Methode den Vorteil, daß bewußt Abweichungen von Gleichgewichtszustand eingegeben werden können, um Auswirkungen auf das System, im speziellen auf die Thyristorschonzeit zu testen. Solche Abweichungen können durch Betriebsstörungen hervorgerufen werden, als Beispiel sei ein selbstheilender Kurzschluß des Schwingkreiskondensators genannt.

Auch das Anfahrverhalten kann zumindest näherungsweise bestimmt werden, das bisher ermittelte Gleichungssystem ist hierfür dadurch zu erweitern, daß mit einer zeitveränderlichen Gegenspannung $\hat{u}_g$ gerechnet wird.

Die Ersatzschaltbilder, die den Analysen von Kap. 5.5 und Kap. 5.7 zugrunde liegen, unterscheiden sich nur dadurch, daß in Kap. 5.7 zusätzlich die Wicklungskapazität berücksichtigt wurde. Die Ergebnisse nach Kap. 5.5 sind somit in denjenigen des Kap. 5.7 enthalten. Der Wert der einfachen analytischen Lösung nach Kap. 5.5 liegt vor allem in den folgenden Punkten:

- * Bei vernachlässigbarer Wicklungskapazität ist es zweckmäßig, mit den Ergebnissen des Kap. 5.5 zu arbeiten. Die Gleichungen liegen in expliziter Form vor, die Ergebnisse sind z.B. mit einfachen Rechnern erhältlich.
- * Wie bereits erwähnt, können zur iterativen Berechnung der Anfangswerte i_{s0} und u_{c0} nach Kap. 5.7 für den ersten Ansatz die entsprechenden Ergebnisse von Kap. 5.5 verwendet werden.
- * In Kap. 5.5 konnte eine Schwingbedingung abgeleitet werden, aus der ersichtlich ist, daß die Gegenspannung in Abhängigkeit vom Dämpfungsfaktor einen oberen Grenzwert nicht überschreiten darf (Gl. 5.5-60). Da eine entsprechende explizite Gleichung für den Fall mit Wicklungskapazität nach Kap. 5.7 nicht existiert, kann das Ergebnis nach Gl. (5.5-60) für Kap. 5.7 insofern verwendet werden, als es dort einen Richtwert für die max. zulässige Gegenspannung darstellt.

Am Schluß dieses Kapitels interessiert eine Bilanz der Variablen und Parameter. Die in der durchgeführten Analyse vorkommenden Größen sind $R_s, L_s, C_s, C_w, U_z, \hat{u}_g \sim \hat{u}_R, f_A, t, i_s$ und u_c .

Von den vier unabhängigen Grundgrößen der Elektrotechnik kommt die Länge in keiner Form vor. Also läßt sich die obige Bilanz lediglich um drei vermindern. In dimensionsloser Form werden verwendet:

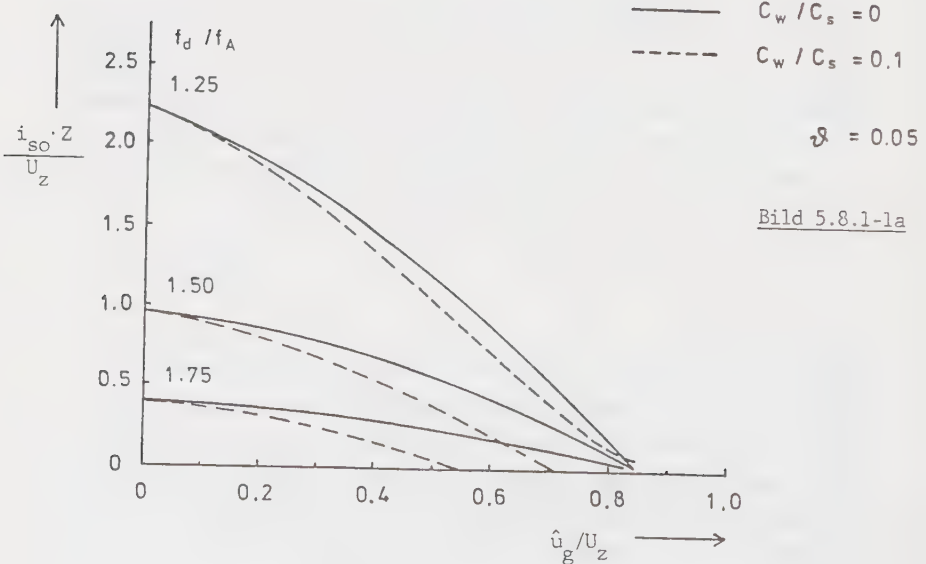
$\hat{u}_g/U_z, f_d/f_A, \vartheta, C_w/C_s, f_d t, i_s Z/U_z$ und u_c/U_z .

Es liegt also ein 7-dimensionales Problem vor. Die ersten vier Größen sind veränderbar und werden in den Diagrammen des Kapitels 5.8 variiert. Alle anderen vorkommenden Variablen, z.B. $\bar{I}_R$ lassen sich aus den hier angegebenen ableiten.

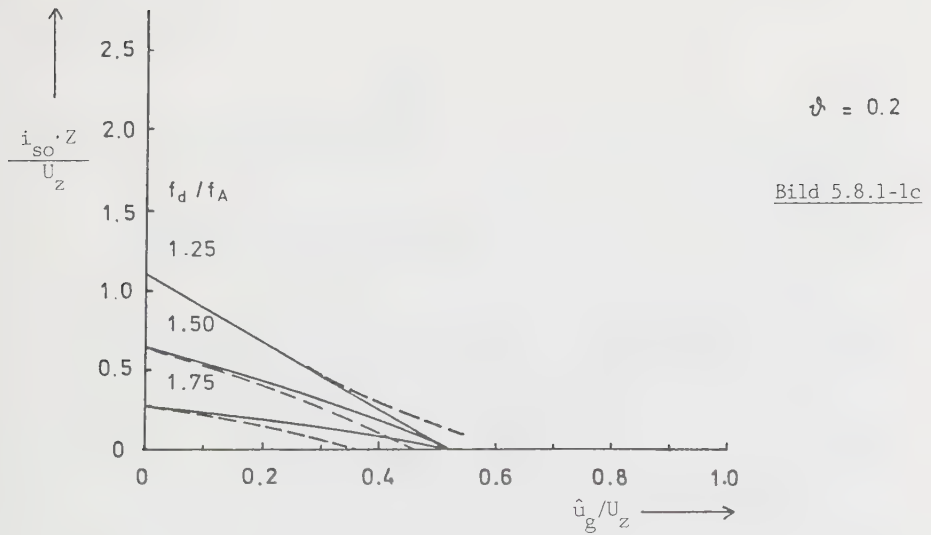
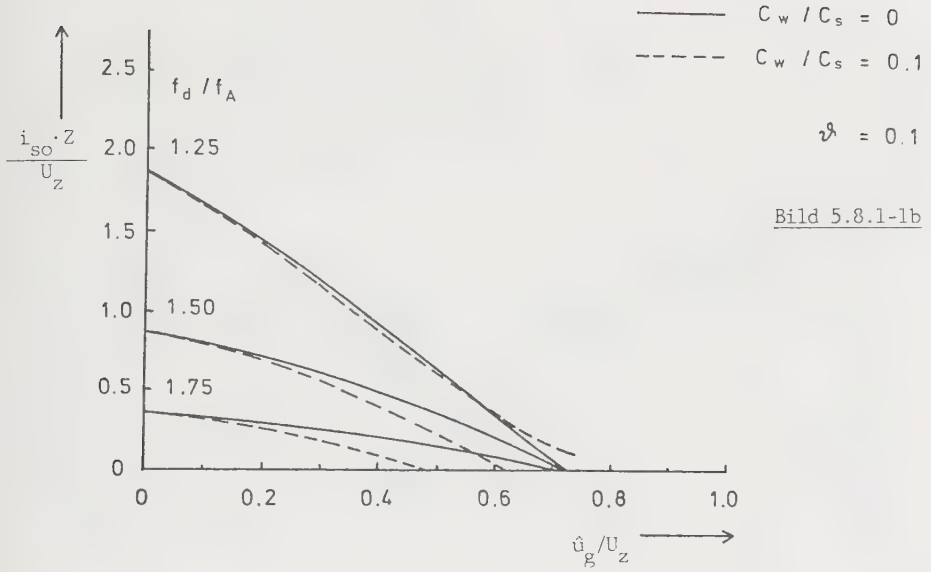
5.8 Die Auswertung der Analyseergebnisse

5.8.1 Die Anfangswerte des Schwingstromes und der Kondensatorspannung im stationären Zustand

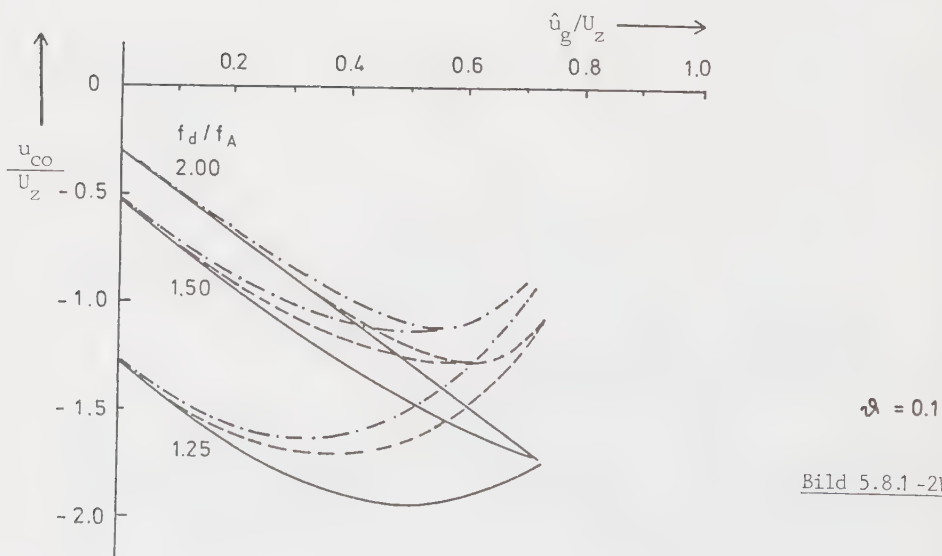
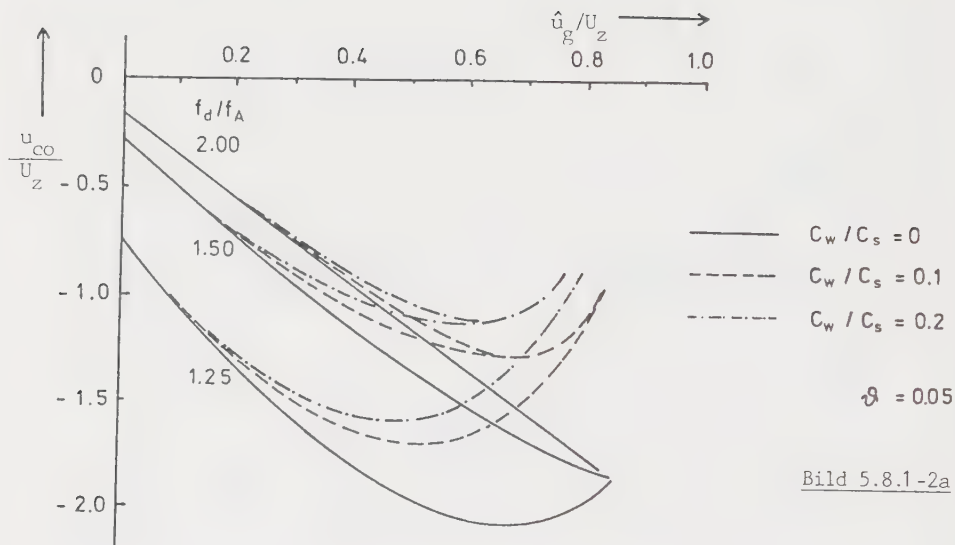
Die folgenden Bilder zeigen die Abhängigkeit der Anfangswerte i_{so} und u_{co} von den Verhältnissen $\hat{u}_g/U_z$ und f_d/f_A , vom Dämpfungsfaktor ϑ und von der Wicklungskapazität C_w . Die Kurven wurden nach Kap. 5.7 berechnet. Mit Hilfe dieser Diagramme lassen sich für einen konkreten Fall sehr schnell die Anfangswerte i_{so} und u_{co} abschätzen, sodaß die notwendigen Iterationsschritte und damit die Rechenzeiten zur Ermittlung der exakten Anfangswerte reduziert werden.



Die Abszisse mit $i_{so} = 0$ stellt die Lückgrenze dar. Hieraus kann entnommen werden, ab welcher Gegenspannung bei gegebener Ansteuerfrequenz Lückbetrieb auftritt.



Bilder 5.8.1-1a bis 5.8.1-1c: Anfangswerte i_{so} des Schwingstromes $i_s(t)$ im stationären Zustand.



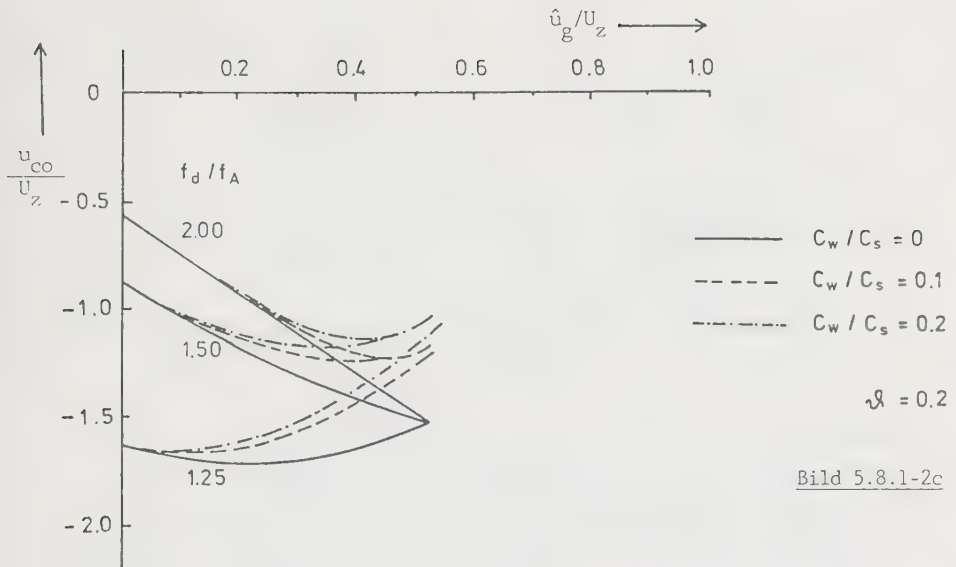


Bild 5.8.1-2c

Bilder 5.8.1-2a bis 5.8.1-2c: Anfangswerte u_{co} der Spannung $u_c(t)$ am Schwingkreiskondensator im stationären Zustand.

5.8.2 Der zeitliche Verlauf der Schwingkreisgrößen im Vergleich zwischen Rechnung und Messung

In diesem Abschnitt werden gerechnete und gemessene Schwingungskurven gegenüber gestellt und miteinander verglichen.

Die Messungen erfolgten an einem komplett aufgebauten Röntgengenerator entsprechend der Schaltung nach Bild 5.2-1. Auf die Dimensionierung wird in Abschnitt 5.8.6 eingegangen werden.

Die folgenden Daten stammen aus diesem Kapitel:

$$U_z = 400 \text{ V}; \ddot{u} = 150$$

$$L_s = 11 \text{ } \mu\text{H}; C_s = 39 \text{ } \mu\text{F}; R_s = 0,1 \text{ Ohm}; C_w = 3,9 \text{ } \mu\text{F}$$

Hieraus erhält man:

$$Z = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} = 0,53 \text{ Ohm}$$

$$\vartheta = \frac{R_S}{Z} = 0,094$$

$$f_d = \frac{\sqrt{1 - \vartheta^2}}{2\pi \sqrt{L_S C_S}} = 7,65 \text{ kHz}$$

Die Ansteuerfrequenz war fest eingestellt auf: $f_A = 4,37 \text{ kHz}$ ($\frac{f_d}{f_A} = 1,75$).

Anmerkung:

Normalerweise erfolgt die Regelung der Röntgenröhrenspannung über die Variation der Ansteuerfrequenz (Kap. 3). Da dies wegen der festen Ansteuerfrequenz hier nicht möglich war, wurde in diesem Versuch die Röntgenröhrenspannung nach Bild 5.8.4-2 über den Röhrenstrom $\bar{I}_R$ gestellt, indem der Heizstrom der Röntgenröhre verändert wurde.

Gemessen wurden der Schwingstrom $i_S(t)$ und die Schwingkreiskondensatorspannung $u_C(t)$ bei den Röhrenspannungen $\hat{U}_R = 0, 60 \text{ kV}, 100 \text{ kV}$ und 150 kV .

Die Berechnung der Schwingungskurven erfolgte für die obigen Zahlenwerte sowohl mit (Kap. 5.7) als auch ohne Wicklungskapazität (Kap. 5.5).

Gegenübergestellt werden jeweils die zu einer bestimmten Röntgenröhrenspannung gehörenden Rechen- und Meßkurven.

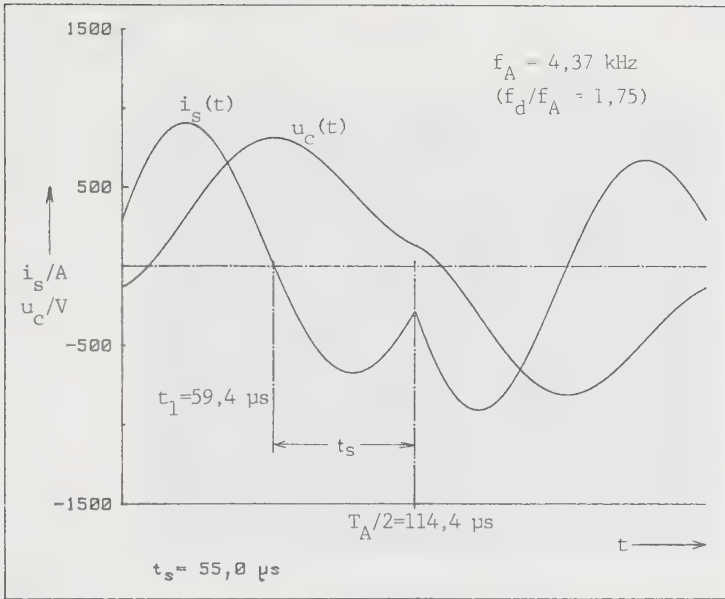


Bild 5.8.2-1a: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 0$ (in diesem Fall besteht kein Unterschied zwischen Vernachlässigung und Berücksichtigung der Wicklungskapazität)

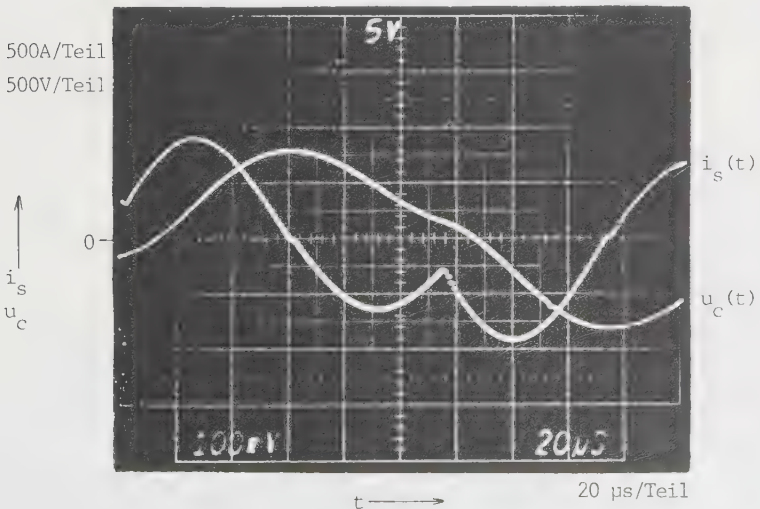


Bild 5.8.2-1b: Gemessene Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 0$, $t_s = 54 \mu s$ (Meßtechnisch wurde dieser Betriebsfall durch einen Kurzschluß parallel zur Röntgenröhre realisiert)

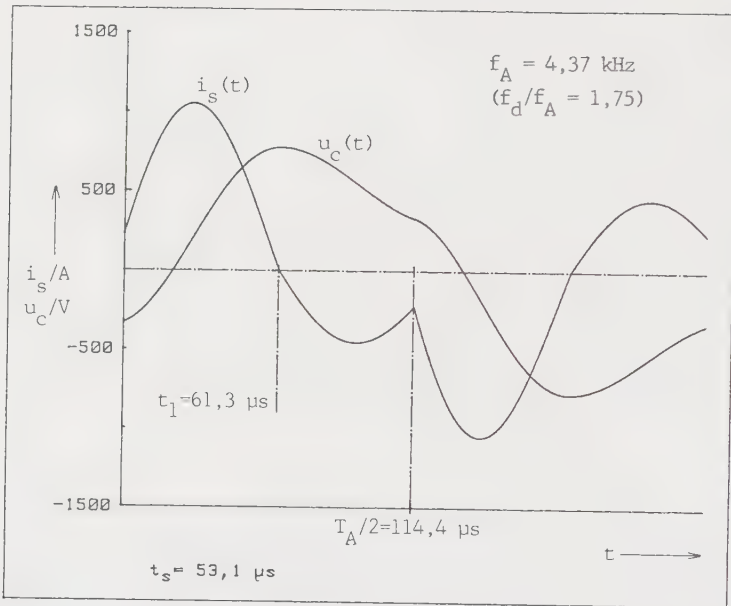


Bild 5.8.2-2a: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 60 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 100 \text{ V}$)
Wicklungskapazität vernachlässigt

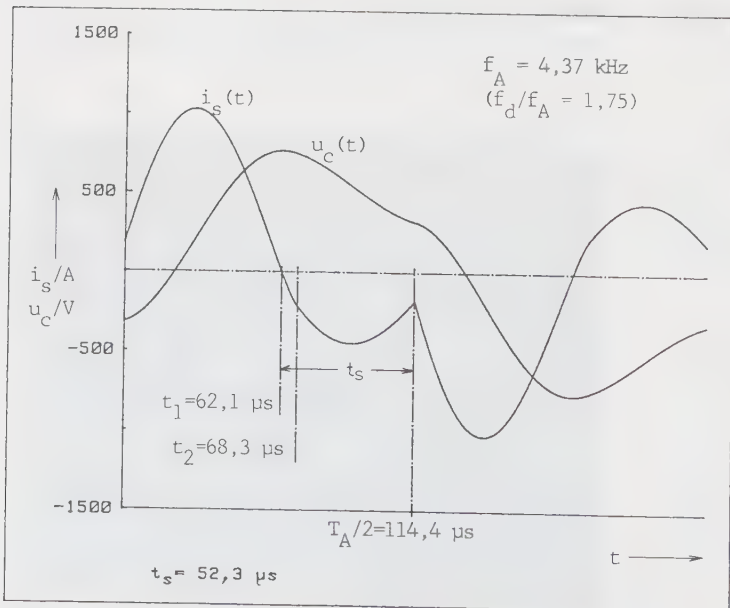


Bild 5.8.2-2b: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 60 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 100 \text{ V}$)
Wicklungskapazität berücksichtigt

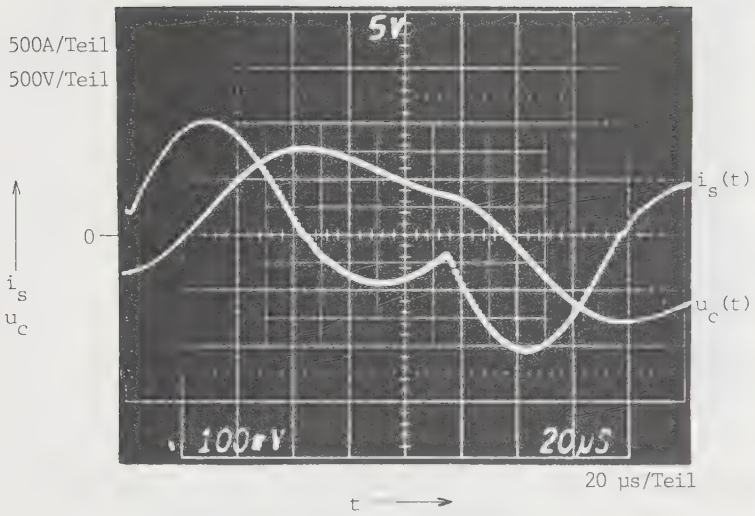


Bild 5.8.2-2c: Gemessene Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 60 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 100 \text{ V}$)
 $t_s = 52 \mu\text{s}$

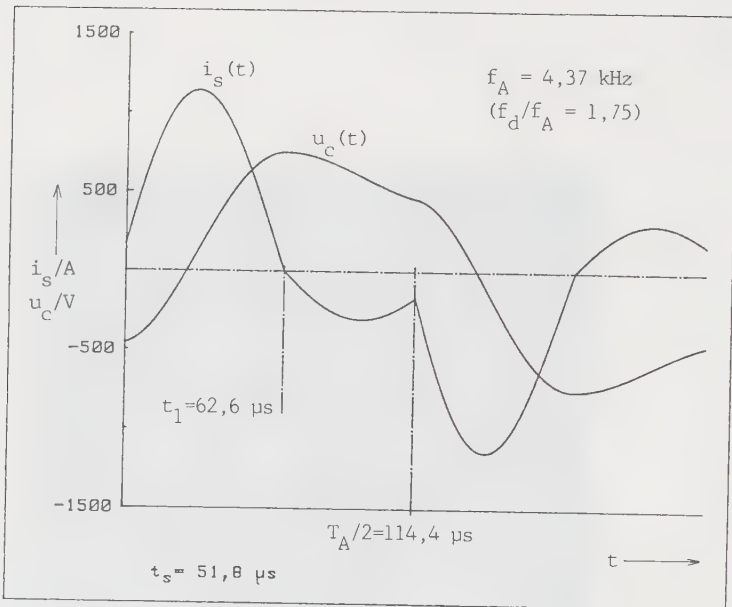


Bild 5.8.2-3a: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 100 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 166,7 \text{ V}$)
Wicklungskapazität vernachlässigt

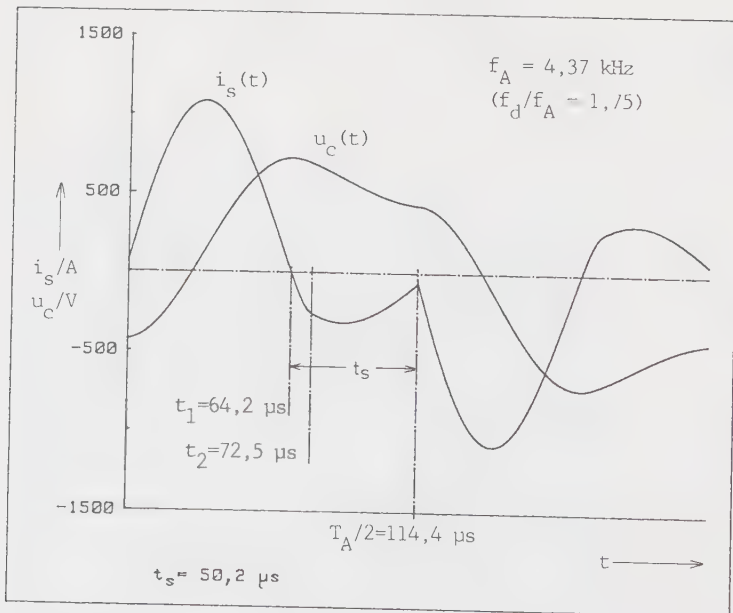


Bild 5.8.2-3b: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 100 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 166,7 \text{ V}$)
Wicklungskapazität berücksichtigt

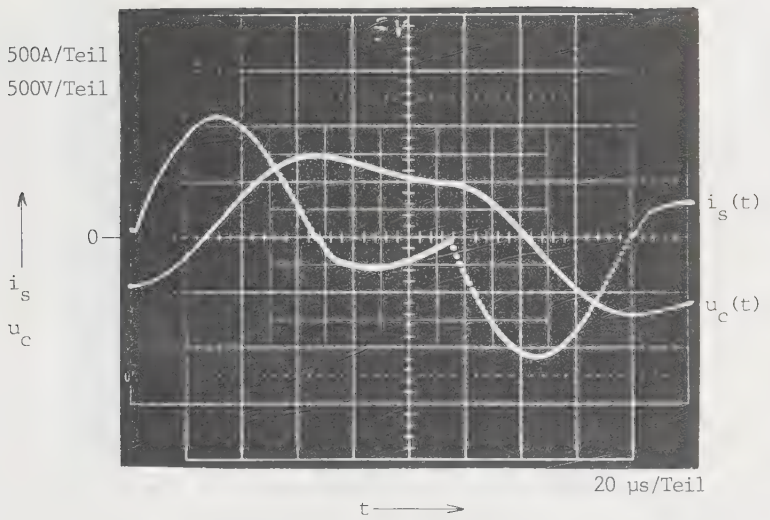


Bild 5.8.2-3c: Gemessene Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 100 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 166,7 \text{ V}$)
 $t_s = 48,5 \mu\text{s}$

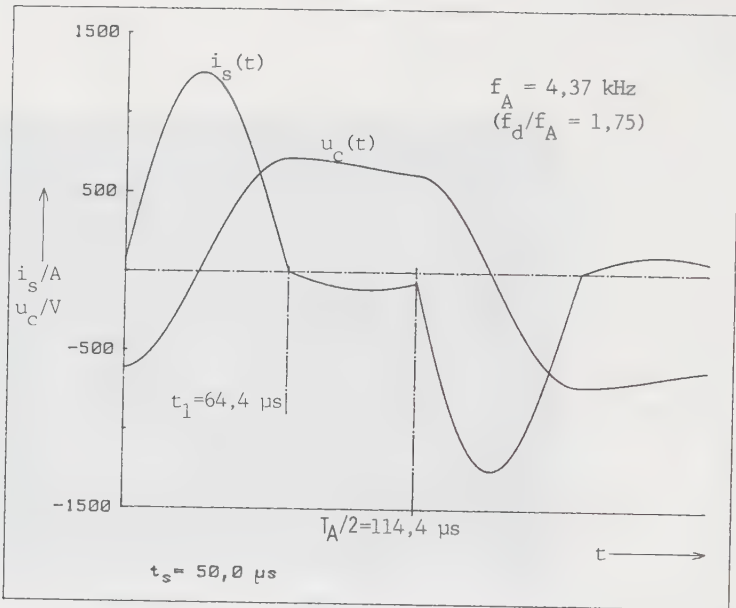


Bild 5.8.2-4a: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 150 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 250 \text{ V}$)
Wicklungskapazität vernachlässigt

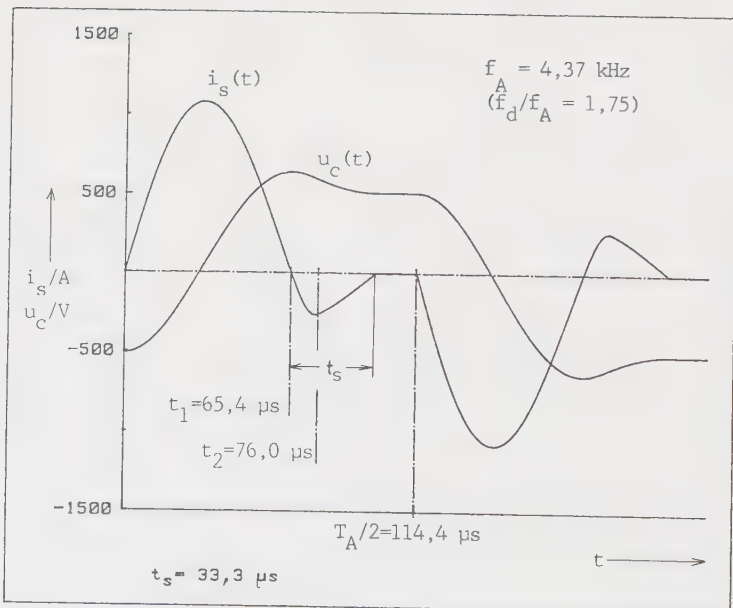


Bild 5.8.2-4b: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 150 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 250 \text{ V}$)
Wicklungskapazität berücksichtigt

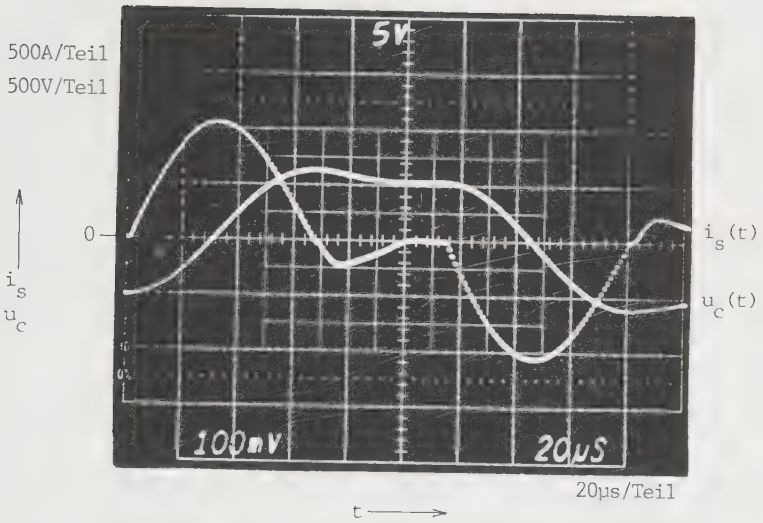


Bild 5.8.2-4c: Gemessene Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 150 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 250 \text{ V}$)
 $t_S = 33 \mu\text{s}$

Interessehalber wurden die Schwingungskurven noch berechnet für $\hat{u}_g = 290 \text{ V}$ ($\hat{u}_R = 174 \text{ kV}$). Dieser Wert wurde deswegen gewählt, weil er knapp unter der Schwinggrenze bei $\hat{u}_g = 297 \text{ V}$ (unter Vernachlässigung der Wicklungskapazität) nach Gl. (5.5-60) liegt. Messungen konnten hierfür aber nicht durchgeführt werden, weil bei diesen kleinen Schonzeiten der Wechselrichter nicht mehr zuverlässig löscht.

Die Ansteuerfrequenz beträgt in Abweichung zu den bisherigen Diagrammen $f_A = 5 \text{ kHz}$.

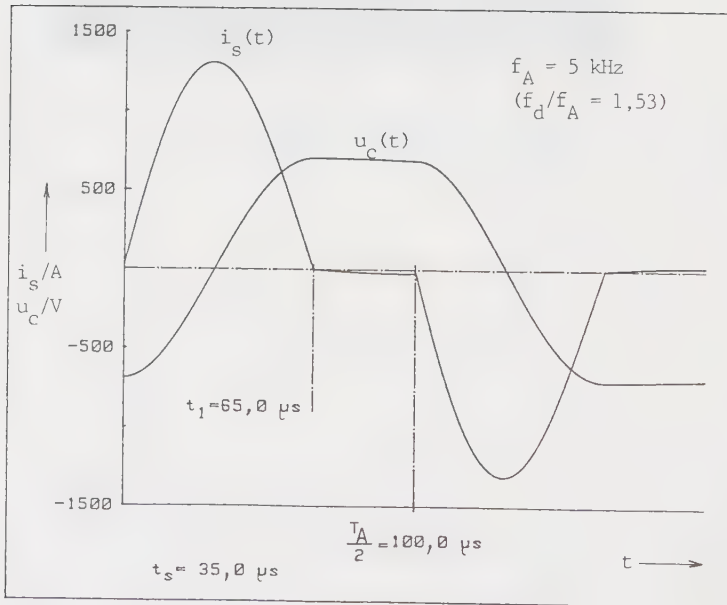


Bild 5.8.2-5a: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 174 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 290 \text{ V}$)
Wicklungskapazität vernachlässigt

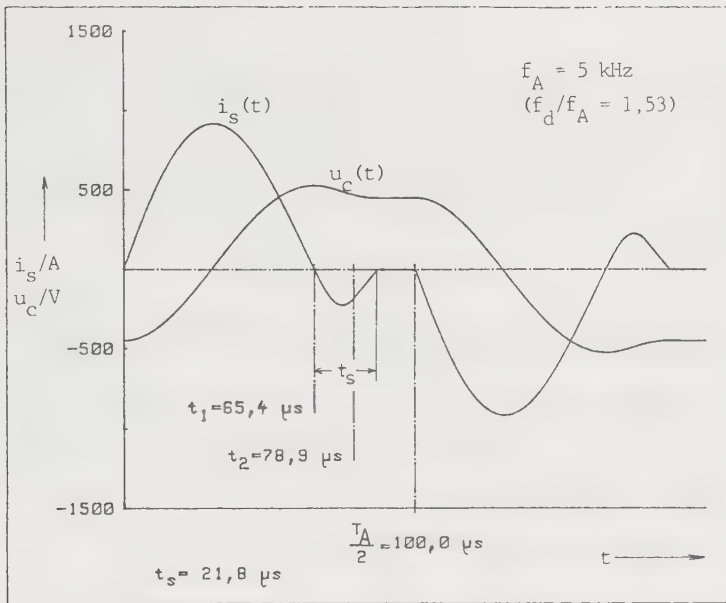


Bild 5.8.2-5b: Berechnete Schwingungskurven für $\hat{u}_R = 174 \text{ kV}$ ($\hat{u}_g = 290 \text{ V}$)
Wicklungskapazität berücksichtigt

Diskussion:

Der Einfluß der Wicklungskapazität auf das Rückschwingverhalten und damit auf die Schonzeit der Thyristoren ist erheblich. Ihre Vernachlässigung würde zu erheblichen Fehlern vor allem bei hohen Werten der Röhrenspannung führen und ist damit nicht statthaft. Alle weiteren Berechnungen werden deshalb nur noch unter Berücksichtigung der Wicklungskapazität durchgeführt.

Die gemessenen Kurven zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit den berechneten Kurven, bei denen die Wicklungskapazität berücksichtigt wurde. Die kleinen Abweichungen in der Kurvenform sind verursacht von zusätzlichen - in der Analyse nicht berücksichtigten - Bauelementen zur Unterstützung der Kommutierung (TSE-Beschaltung, Stufendrosseln in Serie zu den Thyristoren, kleine Induktivitäten in den Zuleitungen zur Zwischenkreisspannung U_2 , etc.). Diese Bauelemente werden wegen ihres geringen Einflusses auf das Schwingverhalten auch in Zukunft vernachlässigt.

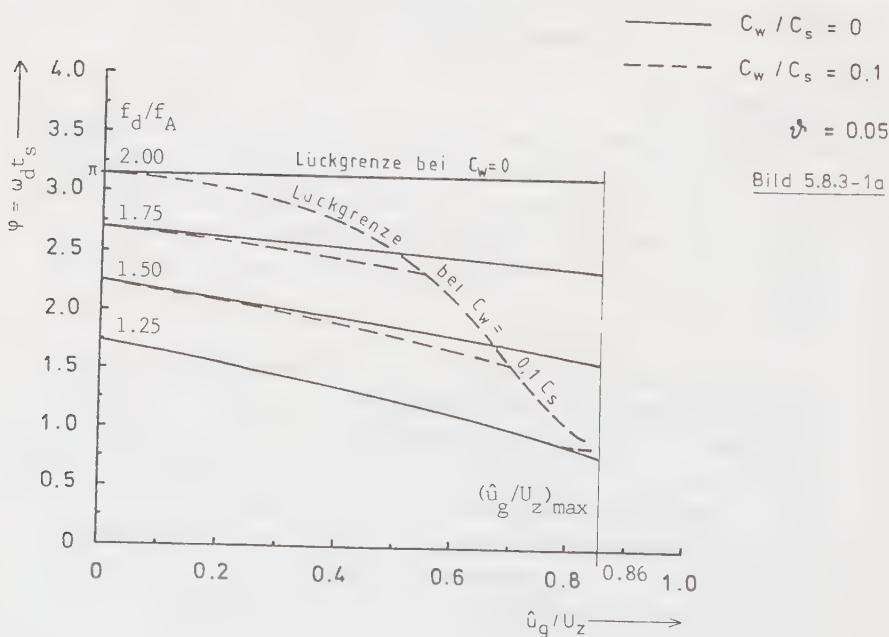
Bei sehr hohen Werten der Gegenspannung $\hat{u}_g$ (Bilder 5.8.2-5a und 5.8.2-5b) bringt die Wicklungskapazität eine geringe Verbesserung des Schwingverhaltens, da immer noch eine kleine Rückschwingung auftritt, die völlig fehlt, wenn keine Wicklungskapazität vorhanden ist.

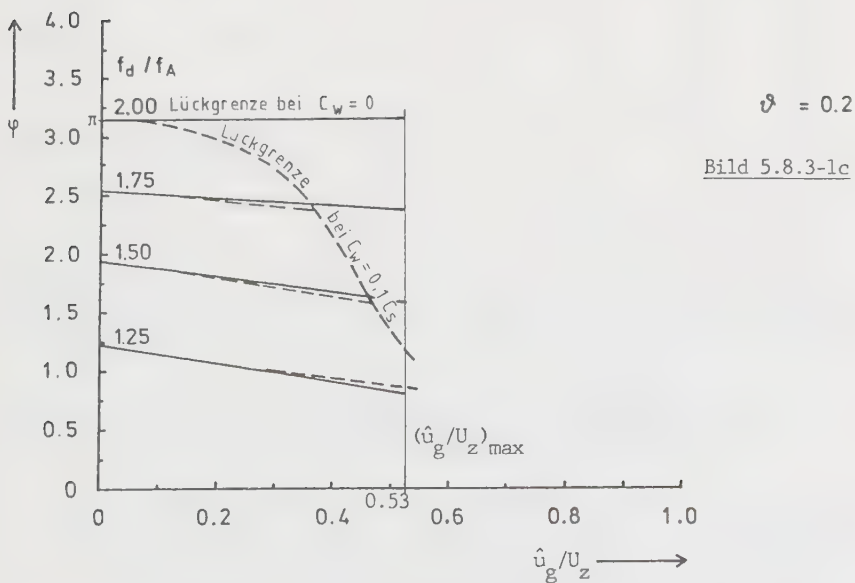
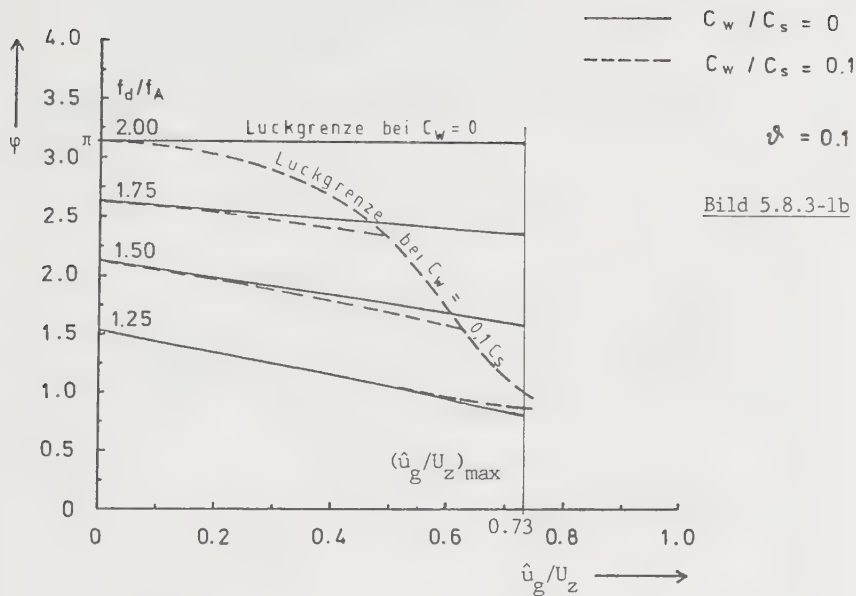
Technisch ausgenutzt werden konnte dies im vorliegenden Fall aber nicht, da die Schonzeit nach Bild 5.8.2-5b bereits viel zu klein ist.

5.8.3 Die Abhängigkeit des Löschwinkels von den Schaltungsparametern

In den folgenden Bildern ist der nach Kap. 5.7 berechnete Verlauf des Löschwinkels φ in Abhängigkeit von f_d/f_A , $\hat{u}_g/U_z$, C_w/C_s und ψ wiedergegeben. Mit Hilfe dieser Kurven ist eine Dimensionierung der Schaltung nach der Schonzeit jederzeit möglich.

Weiterhin ist in diesen Kurven die Lückengrenze eingetragen.





Bilder 5.8.3-1a bis 5.8.3-1c: Verlauf des Löschwinkels $\psi = t_s \omega_d$. Die senkrechten Linien in den Diagrammen kennzeichnen das bei vernachlässigter Wicklungskapazität maximal mögliche Verhältnis $\hat{u}_g/U_z$ nach Gl. (5.5-60).

In Bild 5.8.3-2 ist für den praktischen Aufbau nach Kap. 5.8.6 und für verschiedene Ansteuerfrequenzen der Verlauf der Schonzeit t_s über $\hat{u}_R$ und damit über $\hat{u}_g/U_Z$ wiedergegeben. Für $f_A = 5 \text{ kHz}$ ($f_d/f_A = 1,53$) und $f_A = 4,37 \text{ kHz}$ ($f_d/f_A = 1,75$) sind zum Vergleich gemessene Schonzeitwerte eingetragen.

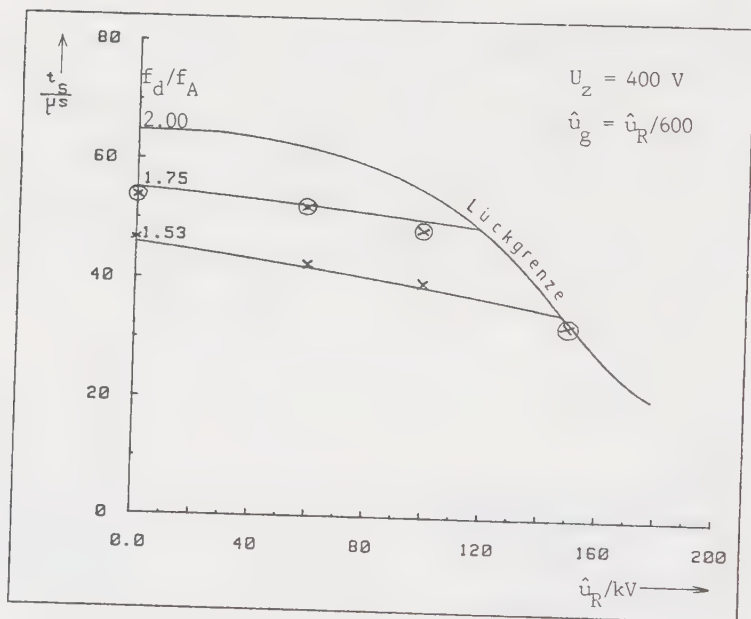


Bild 5.8.3-2: Berechnete Schonzeit t_s in Abhängigkeit von der Röntgenröhrenspannung $\hat{u}_R$ bei $U_Z = 400 \text{ V}$

x Meßwerte

(x) Meßwerte nach den Bildern 5.8.2-1 bis 5.8.2-4

Nach Kap. 5.8.6 beträgt die minimal zulässige Schonzeit der verwendeten Thyristoren $32 \mu\text{s}$. Da in diesem Wert der notwendige Sicherheitsfaktor bereits berücksichtigt ist, ist auch der ungünstigste Betriebspunkt bei $\hat{u}_R = 150 \text{ kV}$ mit einer Schonzeit von $33,3 \mu\text{s}$ (Rechnung), bzw. $33 \mu\text{s}$ (Messung) zulässig.

5.8.4 Die Innenwiderstandskurven des Wechselrichters in Verbindung mit dem Hochspannungskreis

Aus Bild 2.4-2 ist die Innenwiderstandsgerade eines konventionellen Röntgengenerators zu entnehmen. Entsprechende Innenwiderstandskurven müssen auch für den "Wechselrichter-Generator" ermittelt werden, um den zur Verfügung stehenden Arbeitsbereich angeben zu können.

In Kap. 5.7 ist der Verlauf des Schwingstromes $i_s(t)$ in Abhängigkeit von $\hat{U}_g/U_z$, f_d/f_A , C_w/C_s und ϑ bestimmt worden. Bildet man von diesem Strom in den Zeitbereichen $0 \leq t < t_1$ und $t_2 \leq t \leq T_A/2$ den gleichgerichteten Mittelwert, so kann man daraus die gesuchten Kurven gewinnen.

Es gilt für den nichtlückenden Betrieb nach Bild 5.6-2:

$$|\overline{i_{SR}(t)}| = \frac{2}{T_A} \left(\int_0^{t_1} i_s(\tau) d\tau - \int_{t_2}^{T_A/2} i_s(\tau) d\tau \right) \quad (5.8.4-1)$$

und für den Lückbetrieb nach Bild 5.7-4:

$$|\overline{i_{SR}(t)}| = \frac{2}{T_A} \left(\int_0^{t_1} i_s(\tau) d\tau - \int_{t_2}^{t_3} i_s(\tau) d\tau \right) \quad (5.8.4-2).$$

Der Zeitbereich $t_1 \leq t < t_2$ darf bei der Integration von $i_s(t)$ nicht berücksichtigt werden, da der Schwingstrom in diesem Bereich nur der Umladung der Wicklungskapazität dient und keinen Beitrag zum Röhrenstrom (also zum Laststrom) liefert.

Das Minuszeichen vor dem zweiten Term der Gleichungen (5.8.4.-1) und (5.8.4-2) berücksichtigt die sekundärseitige Gleichrichtung.

Aus der oberen Zeile von Gleichung (5.7-7) erhält man durch Integration den ersten Term der Gleichungen (5.8.4-1) und (5.8.4-2) zu

$$\int_0^{t_1} i_s(\tau) d\tau = C_s \left[e^{-\omega_0 g t} \cdot \frac{i_{s0} Z}{\sqrt{1-g^2}} \sin \omega_d t - (u_z - u_{co} - \hat{u}_g) (\cos \omega_d t + \frac{g}{\sqrt{1-g^2}} \sin \omega_d t) \right]_0^{t_1}$$

(5.8.4-3)

und dies ist

$$\int_0^{t_1} i_s(\tau) d\tau = C_s (u_{c1} - u_{co}) \quad (5.8.4-4),$$

wie die 2. Zeile von Gleichung (5.7.7) zeigt.

Entsprechend findet man für den zweiten Term der Gleichung (5.8.4-1) mit Hilfe der Gleichungen (5.7-32) und (5.7-39):

$$\int_{t_2}^{T_A/2} i_s(\tau) d\tau = C_s (-u_{co} - u_{c2}) \quad (5.8.4-5).$$

Berücksichtigt man Gl. (5.7-41), so erhält man für den zweiten Term der Gl. (5.8.4-2) ebenfalls

$$\int_{t_2}^{t_3} i_s(\tau) d\tau = C_s (-u_{co} - u_{c2}) \quad (5.8.4-6).$$

Somit gilt sowohl für den lückenden als auch für den nichtlückenden Betrieb:

$$\overline{|i_{SR}(t)|} = \frac{2}{T_A} C_S (u_{c1} + u_{c2}) \quad (5.8.4-7).$$

Mit Hilfe der 2. Zeile von Gl. (5.7-27) erhält man endgültig:

$$\overline{|i_{SR}(t)|} = \frac{4C_S}{T_A} (u_{c1} - \frac{C_W}{C_S} \hat{u}_g) \quad (5.8.4-8),$$

wobei sich u_{c1} nach der 2. Zeile von Gl. (5.7-8) bestimmen läßt, bzw. aus den Diagrammen Bild 5.8.5-2a bis Bild 5.8.5-2c entnommen werden kann.

Vorteilhaft ist die leichte meßtechnische Kontrolle der Gleichung (5.8.4-8).

Für den Röhrenstrom $\overline{I_R}$ erhält man für die Verdopplerschaltung nach Bild 5.2-1:

$$\overline{I_R} = \frac{\overline{|i_{SR}(t)|}}{4 \hat{u}} \quad (5.8.4-9)$$

$$\overline{I_R} = \frac{C_S}{T_A \hat{u}} (u_{c1} - \frac{C_W}{C_S} \hat{u}_g) \quad (5.8.4-10)$$

Weicht die Schaltung des Hochspannungskreises von Bild 5.2-1 ab, beispielsweise bei der Verwendung einer Brückenschaltung, ändern sich nur die Faktoren in den Gleichungen (5.8.4-9) und (5.8.4-10).

In den folgenden Bildern ist der Verlauf von $\overline{|i_{SR}|}$ in Abhängigkeit von $\hat{u}_g/U_Z$, C_W/C_S , f_d/f_A und wiedergegeben, wobei $\overline{|i_{SR}|}$ auf den Wert U_Z/Z normiert ist.

Den Gepflogenheiten der Röntgentechnik entsprechend sind $\overline{|i_{SR}|} \cdot Z/U_Z$ auf der Abszisse und $\hat{u}_g/U_Z$ auf der Ordinate aufgetragen.

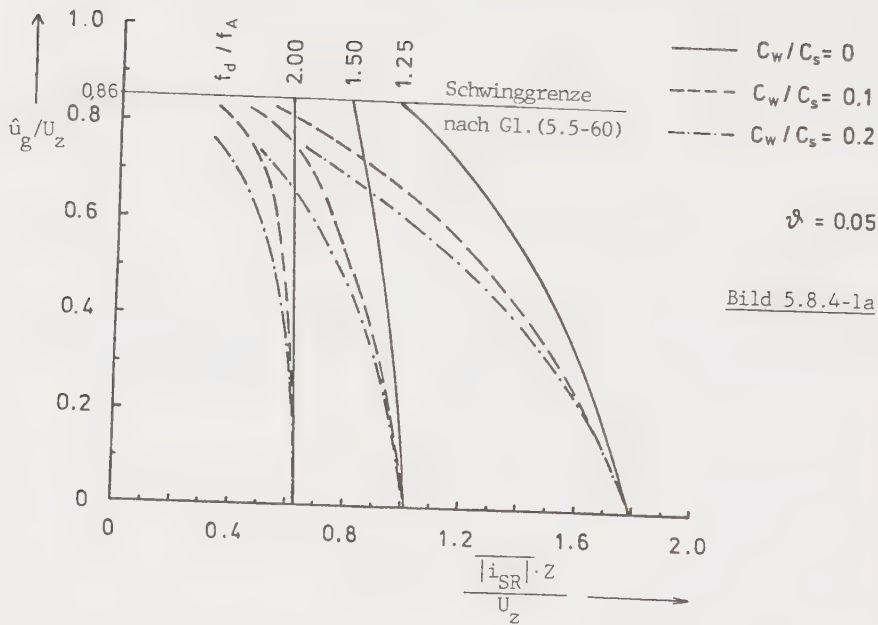


Bild 5.8.4-1a

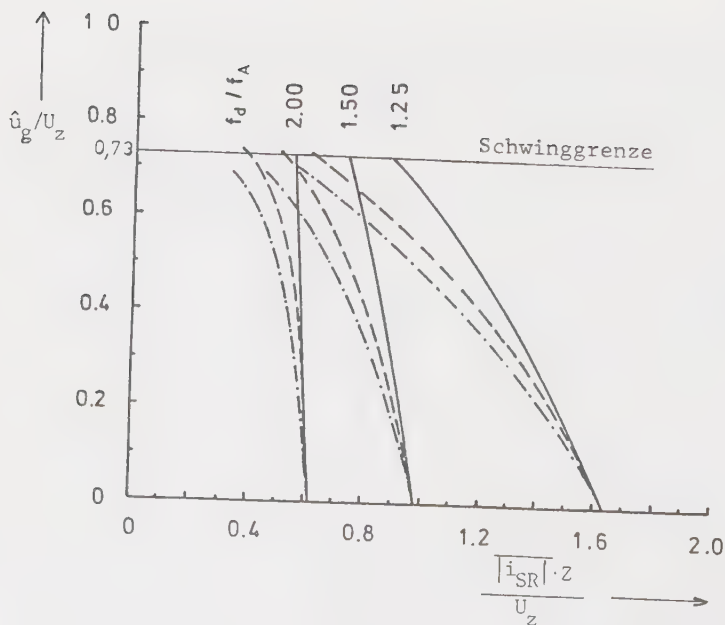
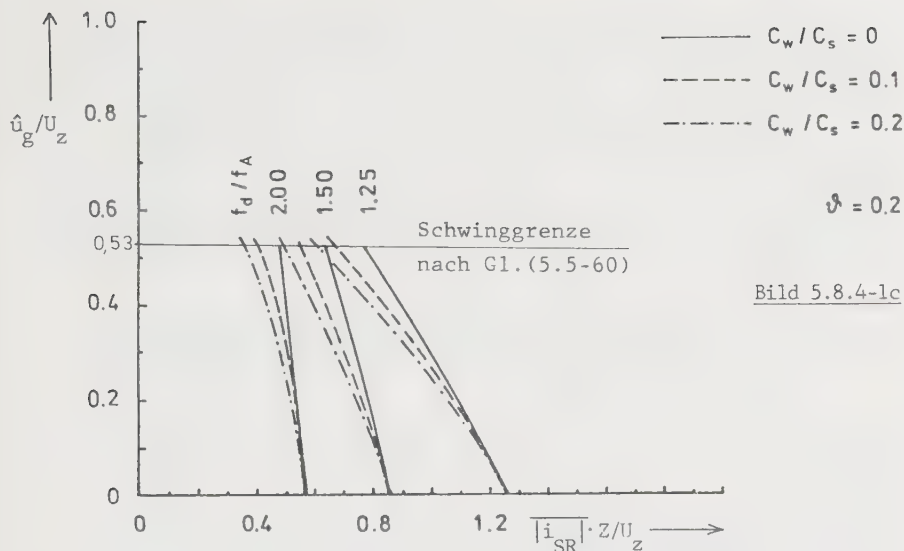


Bild 5.8.4-1b



Bilder 5.8.4-1a bis 5.8.4-1c: Innenwiderstandskurven des Wechselrichters in Verbindung mit dem Hochspannungskreis.

Das Bild 5.8.4-2 zeigt die Innenwiderstandskurven $\hat{u}_R = f(\bar{I}_R)$ des praktischen Aufbaues nach Kap. 5.8.6 für verschiedene Ansteuerfrequenzen. Für $f_A = 5 \text{ kHz}$ ($f_d / f_A = 1.53$) sind zum Vergleich Meßwerte eingetragen.

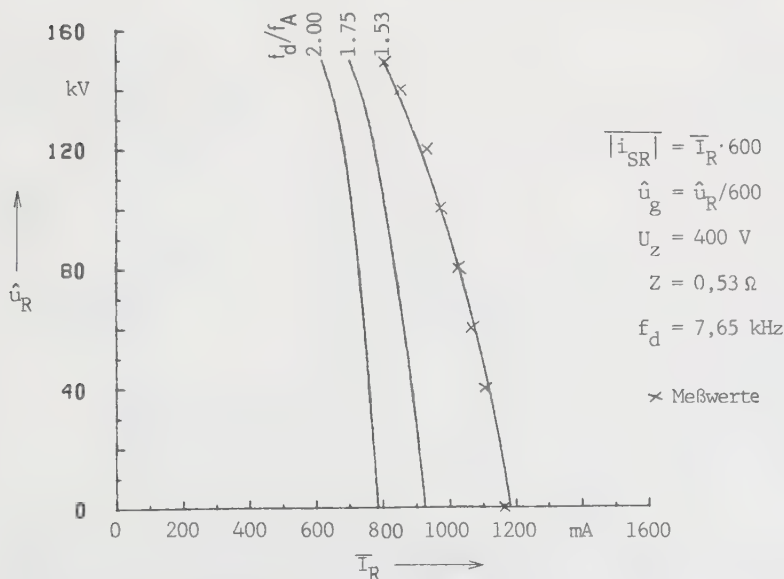


Bild 5.8.4-2: Innenwiderstandskurven für die Zahlenwerte nach Kap. 5.8.6

Im Gegensatz zu der Innenwiderstandsgeraden von Bild 2.4-2 geht in die Innenwiderstandskurven dieses Generators der Netzinnenwiderstand nicht ein, da die Zwischenkreisspannung U_z geregelt wird. Wichtig ist nur, daß der zugrundegelegte Zwischenkreisspannungswert U_z unter ungünstigen Verhältnissen (max. Last, maximaler Netzinnenwiderstand, Netzunterspannung) sicher erreicht wird, da sonst die Arbeitspunkte maximaler Röhrenleistung nicht erreicht werden und bei großen Röhrenspannungen die Thyristorschonzeit zu klein wird.

5.8.5 Die Scheitelwerte des Schwingstromes und der Kondensatorspannung im stationären Zustand

Die Kenntnis dieser Werte ist notwendig für die Auswahl der geeigneten Bauteile.

Der Scheitelwert $\hat{u}_c$ der Spannung am Schwingkreiskondensator ist identisch mit dem Spannungswert u_{c1} zum Zeitpunkt t_1 (Bild 5.6-2) und kann somit nach Gl. (5.7-8) berechnet werden.

Den Scheitelwert $\hat{i}_s$ des Schwingstromes erhält man durch Differenzieren der oberen Zeile von Gl. (5.7-7).

Die folgenden Diagramme zeigen die Abhängigkeit der Scheitelwerte $\hat{u}_c$ und $\hat{i}_s$ von den Parametern $\hat{u}_g/U_z$, ϑ , C_w und f_d/f_A .

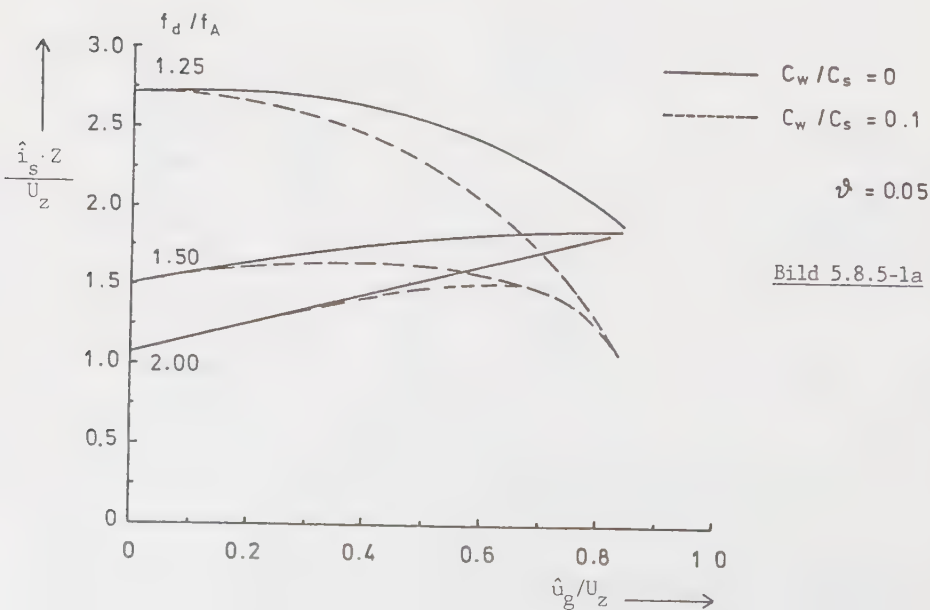
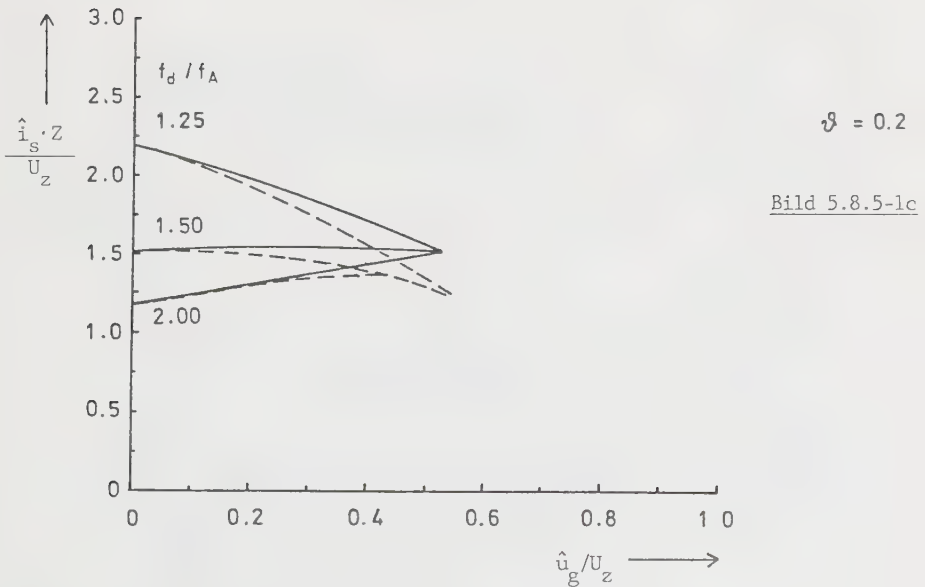
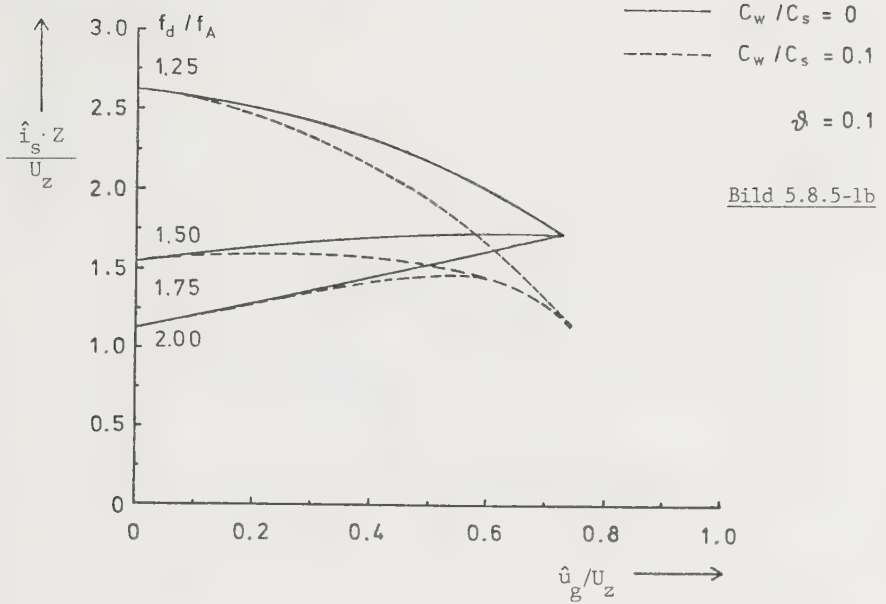


Bild 5.8.5-1a



Bilder 5.8.5-1a bis 5.8.5-1c: Scheitelwerte $\hat{i}_s$ des Schwingstromes im stationären Zustand

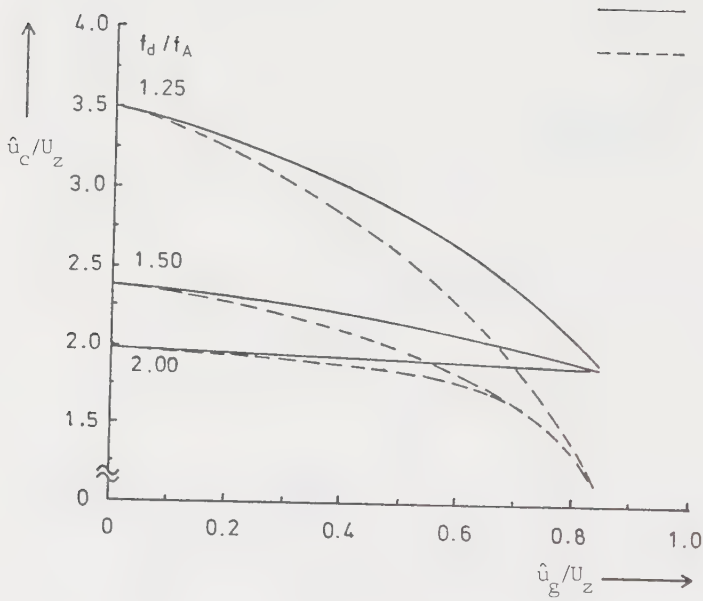


Bild 5.8.5-2a

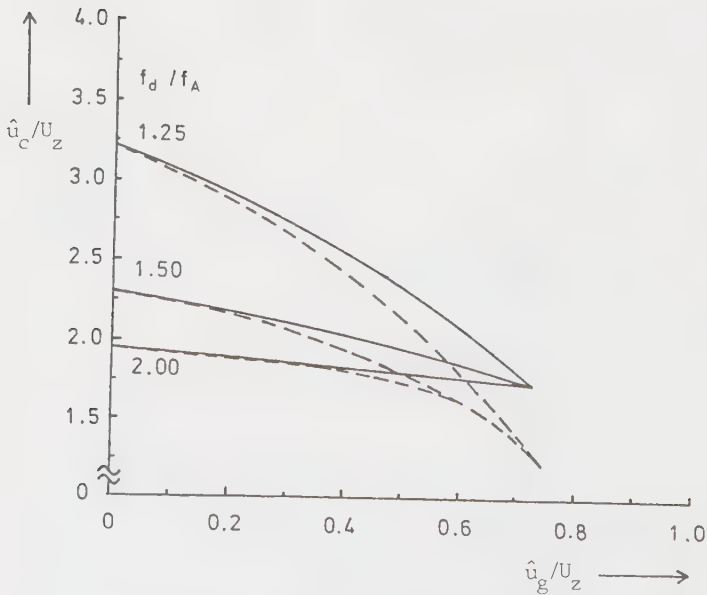
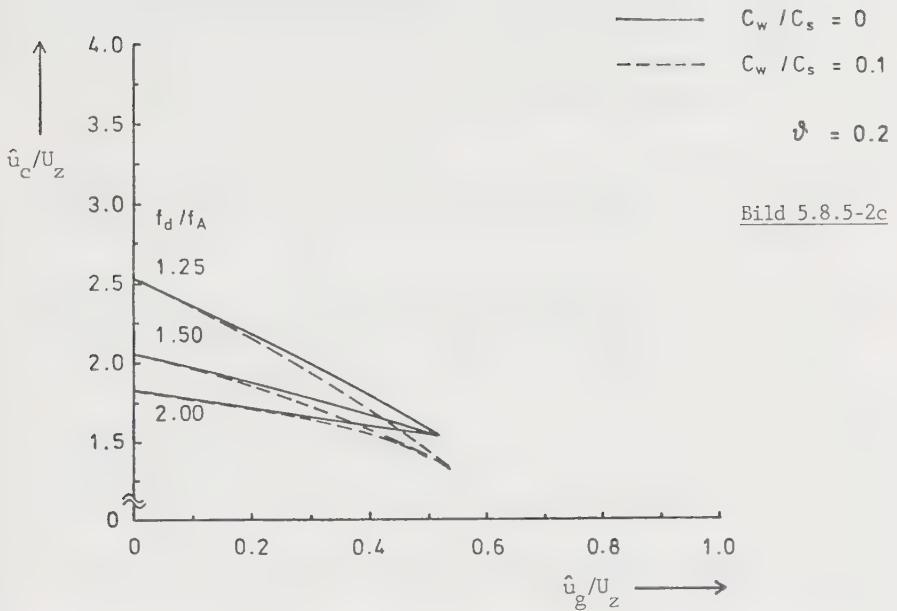


Bild 5.8.5-2b



Bilder 5.8.5-2a bis 5.8.5-2c: Scheitelwerte $\hat{u}_c$ der Schwingkreiskondensatorsspannung im stationären Zustand

5.8.6 Dimensionierung des Wechselrichters (80 kW) und Festlegung der minimal möglichen Zwischenkreisspannung

In Bild 5.8.6-1 ist der Arbeitsbereich eines 80 kW-Generators dargestellt, vergleichbar mit dem Diagramm nach Bild 2.4-2.

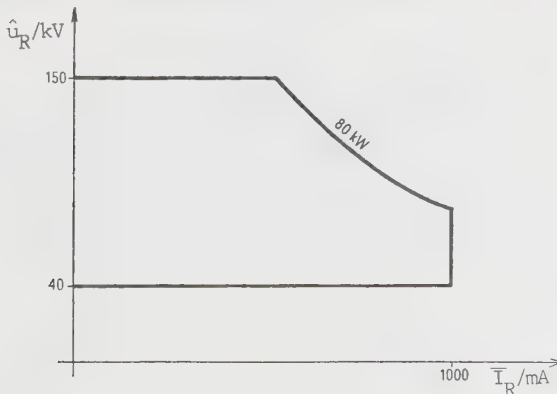


Bild 5.8.6-1: Arbeitsbereich eines 80 kW-Generators

Für jeden Punkt innerhalb des Arbeitsbereiches ist der geeignete Wert der Zwischenkreisspannung festzulegen.

Dabei ist den folgenden zwei Forderungen zu genügen; diese sind zumindest bereichsweise gegensätzlich.

1. Um eine möglichst kleine Welligkeit der Röntgenröhrenspannung zu erhalten, soll die Zwischenkreisspannung so klein sein, daß der Wechselrichter immer in der Nähe seiner Maximalfrequenz arbeitet (siehe auch Kap. 3).
2. Damit die Schonzeit an den Wechselrichterthyristoren groß genug ist, darf das Verhältnis $\hat{u}_g/U_z$ einen von der Dämpfung abhängigen Maximalwert nicht überschreiten, wie aus Kapitel 5.8.3 bekannt ist.

Bei der Dimensionierung des Wechselrichters stehen einige Freiheitsgrade zur Verfügung, um beiden Forderungen möglichst gerecht zu werden (siehe auch die Bilder 5.8.3-1a, b, c und 5.8.4-1a, b, c):

- * Mit dem Übersetzungsverhältnis $\hat{u}$ der Hochspannungstransformatoren kann der Maximalwert von $\hat{u}_g$ festgelegt werden, der die Schonzeit t_s entscheidend beeinflußt.
- * Weiterhin ist die Schonzeit vom minimalen Verhältnis f_d/f_A abhängig.
- * Die Wicklungskapazität C_w kann durch einen geeigneten Aufbau der Sekundärwicklung der Hochspannungstransformatoren klein gehalten werden.
- * Der Dämpfungsgrad $\mathfrak{D}$, d.h. die ohmschen Verluste sollen so klein wie möglich sein.
- * Bei der Auswahl der Thyristoren ist auf eine möglichst kleine Freiwerdezeit t_q zu achten.

Mit der Verwendung von modernen Frequenzthyristoren, die dem gewünschten Preis-Leistungs-Verhältnis gerecht werden, kann unter Berücksichtigung aller schaltungsbedingten Randeffekte (zu denen auch die durch die Kurzzeitbelastung entstehende hohe Erwärmung der Tablette zählt) eine maximale Freiwerdezeit von 32 μ s garantiert werden (einschließlich eines notwendigen Sicherheitsfaktors).

Mit diesem Wert wurden verschiedene Dimensionierungen durchgespielt und als die geeignete die bereits in Kap. 5.8.2 zitierte gefunden:

$$L_S = 11 \mu\text{H}$$

$$C_S = 39 \mu\text{F}$$

$$\ddot{u} = 150$$

Weiterhin ergibt sich durch den konstruktiven Aufbau, bzw. durch die Innenwiderstände der Halbleiter:

$$R_S = 0,1 \text{ Ohm}$$

Somit erhält man:

$$\vartheta = 0,094$$

$$\omega_0 = 48,3 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1} \quad f_0 = 7,68 \text{ kHz}$$

$$\omega_d = 48,0 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1} \quad f_d = 7,65 \text{ kHz}$$

$$Z = 0,53 \text{ Ohm}$$

Die sekundärseitige Wicklungskapazität je Hochspannungstransformator ist 87 pF.

Hieraus:

$$C_w = 3,9 \mu\text{F} \quad (\text{primärseitiger Summenwert für die beiden parallelgeschalteten Transformatoren})$$

Als Ansteuerfrequenz wurde festgelegt:

$$f_A \leq 5 \text{ kHz}$$

Damit ergibt sich: $f_d/f_A \geq 1,53$.

Mit Hilfe der Diagramme 5.8.3-2 und 5.8.4-2, denen diese Werte zugrunde liegen, erhält man für jeden Punkt des Arbeitsbereiches die geeignete Zwischenkreisspannung (Bild 5.8.6-2).

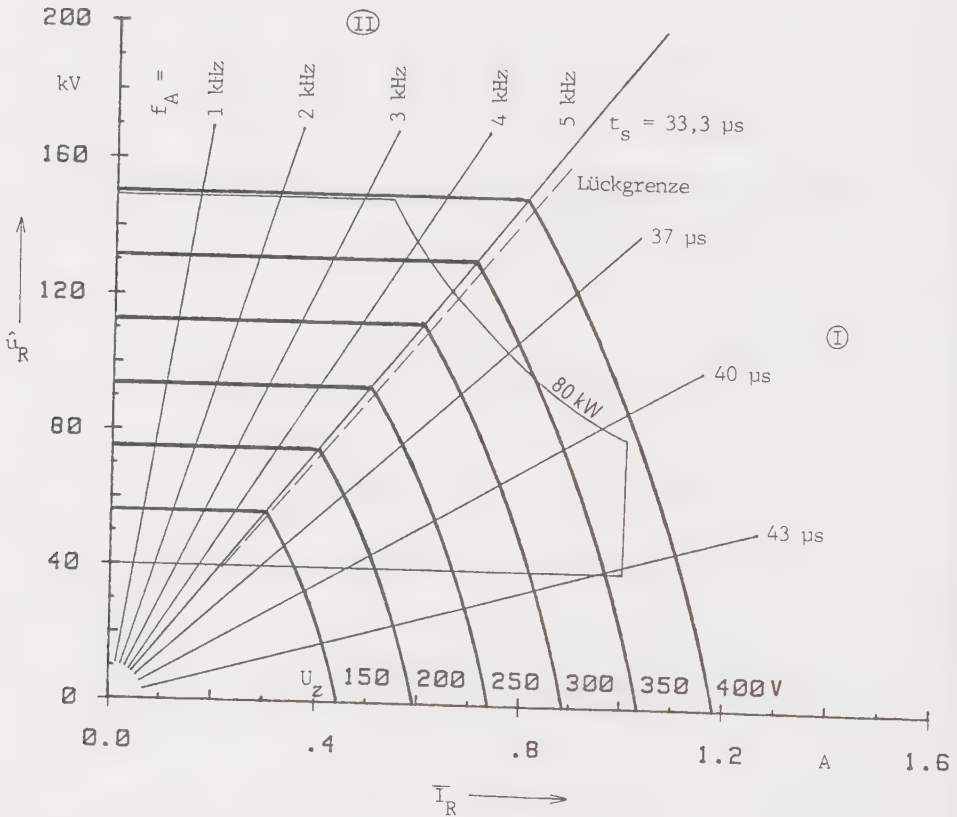


Bild 5.8.6-2: Arbeitsdiagramm eines 80 kW-Generators für Betrieb mit kleinster Welligkeit durch größtmögliche Ansteuerfrequenz f_A

Bereich I: Betrieb mit 5 kHz: Die Zwischenkreisspannung wird durch Bild 5.8.4-2 bestimmt. Zusätzlich eingetragen sind nach Bild 5.8.3-2 die Linien gleicher Schonzeit $t_s > 33,3\mu s$ und die Lückgrenze, die bei hohen Gegenspannungen bereits bei der maximalen Ansteuerfrequenz von 5 kHz auftritt.

Bereich II: Betrieb mit minimaler Schonzeit $t_s = 33,3 \mu s$ im Lückbetrieb:

Bei dieser Schonzeit ist nach Bild 5.8.3-2 für jeden Zwischenkreisspannungswert ein maximal zulässiger Wert der Gegenspannung $\hat{U}_g$ und damit der Röhrenspannung $\hat{U}_R$ gegeben. Eine Leistungsvariation ist in diesem Bereich nur über die Ansteuerfrequenz f_A möglich. Im gesamten Bereich II liegt lückender Betrieb vor.

Für Arbeitspunkte mit kleinem Röntgenröhrenstrom sind somit vergleichsweise hohe Welligkeitswerte zu erwarten (Kap. 6).

Aus Bild 5.8.6-2 ergibt sich als Forderung an den Zwischenkreisregler, daß die jedem Arbeitspunkt zugeordnete Zwischenkreisspannung U_z nicht unterschritten werden darf (auch nicht bei Einschwingvorgängen), da die sichere Funktion des Wechselrichters sonst gefährdet ist.

Leichte Abweichungen der Zwischenkreisspannung nach zu hohen Werten sind dagegen tolerierbar, da sie nur zu einer geringfügig erhöhten Röhrenspannungswelligkeit führen.

Der konstruktive Aufbau:

Die nächsten Bilder zeigen den Aufbau des nach diesem Kapitel dimensionierten Wechselrichters und des Gesamtgenerators.

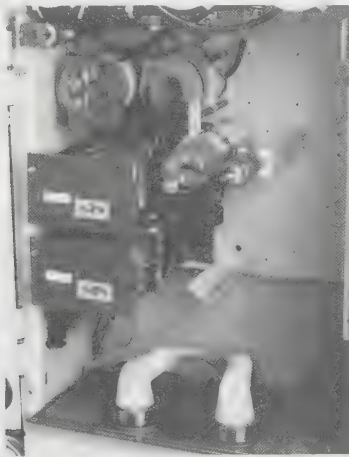


Bild 5.8.6-2: Konstruktiver Aufbau des Wechselrichters

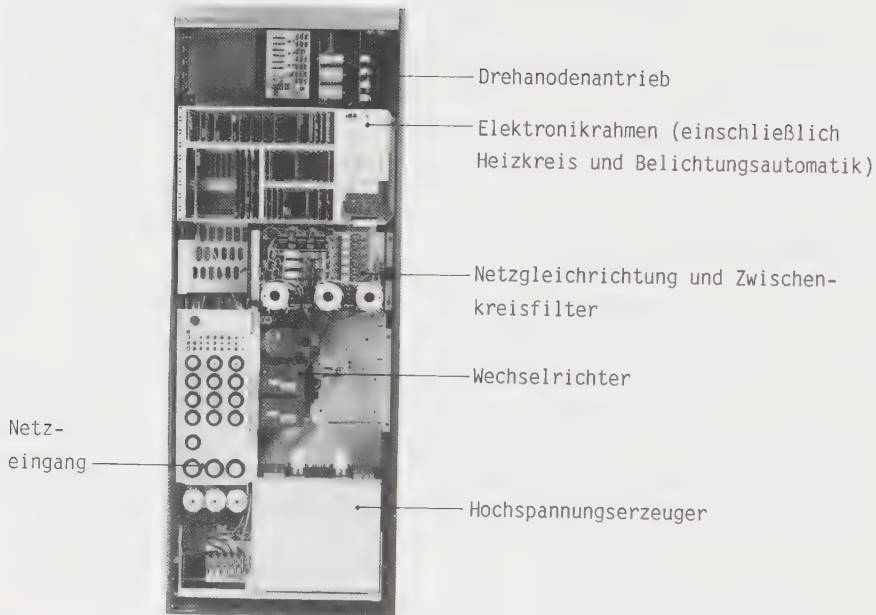


Bild 5.8.6-4: Konstruktiver Aufbau des Gesamtgenerators (ohne Bedienung)

Bemerkenswert ist, daß der gesamte Generator in einem einzigen Montageschrank untergebracht werden konnte, was auf die geringen Abmessungen des Hochspannungserzeugers und den kompakten Aufbau des Wechselrichters und des Gleichspannungszwischenkreises zurückzuführen ist. Der kompakte Aufbau des Wechselrichters war auch notwendig, um die Leitungsinduktivitäten klein zu halten.

5.8.7 Das Anfahrverhalten des Wechselrichters mit Gegenspannungslast

In den bisherigen Abschnitten ist das Wechselrichterbetriebsverhalten ausschließlich im stationären Zustand betrachtet worden. In diesem Kapitel wird untersucht, welche Punkte beim Anschwingen des Wechselrichters zu beachten sind. Als zweckmäßig zeigt es sich hier, daß die Methoden und Ergebnisse der Analyse nach Kap. 5.7 auch für den nicht stationären Fall verwendet werden können.

Es sind mehrere verschiedene Fälle des Anfahrens zu unterscheiden, die getrennt betrachtet werden.

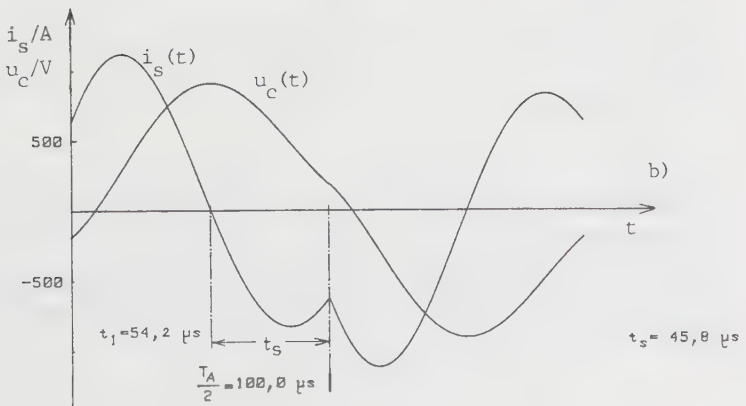
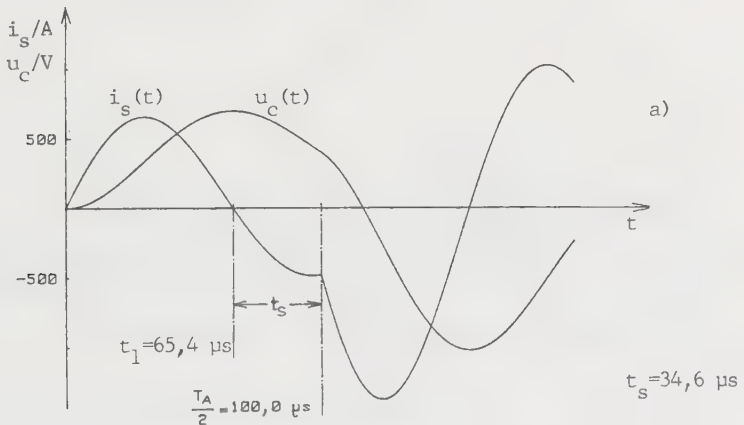
1. Anfahren nach einer langen Betriebspause

In diesem Fall sind weder der Schwingkreiskondensator noch die Hochspannungskapazitäten geladen. Es gilt also:

$$\hat{u}_g = 0 \quad , \quad u_{c0} = 0 \quad , \quad i_{s0} = 0 \quad (5.8.7-1)$$

Setzt man maximale Ansteuerfrequenz voraus, so treten der kleinste Löschwinkel und damit die kürzeste Schonzeit nach der ersten Schwingung auf, da dem Schwingstrom $i_s(t)$ noch die kapazitive Komponente fehlt.

Bild 5.8.7-1 zeigt für die Zahlenwerte (Kap. 5.8.6) der realisierten Schaltung das Schwingverhalten beim Anfahren und im Vergleich dazu für zwei Extremfälle des stationären Zustands, wobei gilt: $f_A = 5 \text{ kHz}$, $U_Z = 400 \text{ V}$.



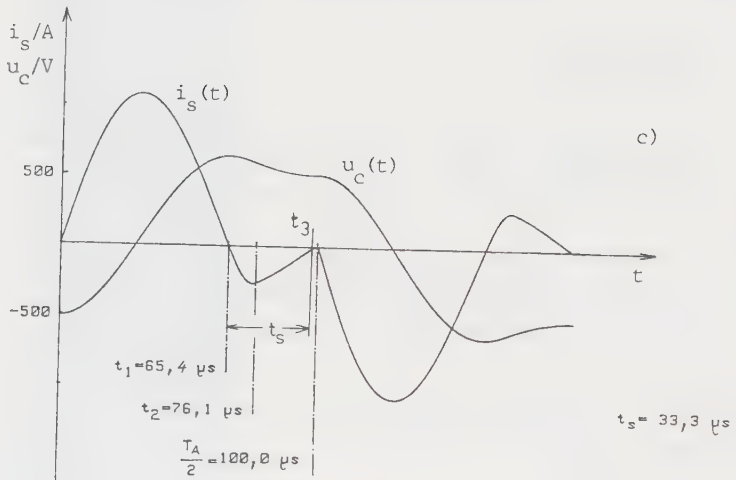


Bild 5.8.7-1: Schwingverhalten

- a) beim Anfahren $\hat{u}_g = 0$, $u_{co} = 0$, $i_{so} = 0$
- b) im stationären Zustand für $\hat{u}_g = 0$
- c) im stationären Zustand für $\hat{u}_g = 250 \text{ V}$ ($\hat{u}_R = 150 \text{ kV}$)

Für die Schonzeiten erhält man:

- a) $34,6 \mu s$
- b) $45,8 \mu s$
- c) $33,3 \mu s$

Der beim Anfahren auftretende Wert ist geringfügig größer als der im stationären Betriebsfall nach c). Da die minimale Thyristorschonzeit $32 \mu s$ beträgt, sind beide Fälle zulässig.

Betrachtet man das Anfahrverhalten über längere Zeiten, dann gilt die Voraussetzung $\hat{u}_g = 0$ nicht mehr, da die Hochspannungskondensatoren vom Schwingstrom aufgeladen werden. Messungen und Rechnersimulationen (Kap.5.4) haben gezeigt, daß dabei keine kritischen Werte der Schonzeit auftreten, da sich mit größer werdendem $\hat{u}_g$ auch i_{so} und u_{co} an den neuen Arbeitspunkt anpassen.

2. Anfahren bei entladenem Schwingkreiskondensator und aufgeladener Hochspannungskapazität

Es gilt:

$$\hat{u}_g \neq 0, \quad u_{co} = 0, \quad i_{so} = 0 \quad (5.8.5-2)$$

Dieser Fall kann u.U. im Störfall auftreten (z.B. selbstheilender Kurzschluß des Schwingkreiskondensators).

In Bild 5.8.7-2 ist das Schwingverhalten wiedergegeben, wieder für die Zahlenwerte nach Kap. 5.8.6 und für $U_z = 400 \text{ V}$, $\hat{u}_g = 250 \text{ V}$ ($\hat{u}_R = 150 \text{ kV}$).

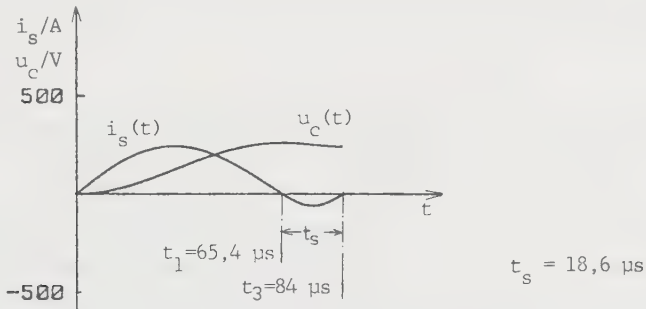


Bild 5.8.7-2: Schwingverhalten für $\hat{u}_g = 250 \text{ V}$, $u_{co} = 0$, $i_{so} = 0$

Abgesehen davon, daß zum Zeitpunkt t_3 die Wicklungskapazität noch nicht vollständig umgeladen ist, was nicht weiter stören würde, ist die Schonzeit mit $t_s \approx 18 \mu\text{s}$ für die verwendeten Thyristoren zu kurz. Es ist somit notwendig, einen solchen Betriebsfall durch Überwachungen auszuschließen.

3. Anfahren bei kurzen Betriebspausen (Pulsbetrieb)



Bild 5.8.7-3: Pulsbetrieb der Röntgenröhrenspannung

Während der kurzen Pausen zwischen den Hochspannungsimpulsen ist zwar die Hochspannungskapazität entladen, nicht aber der Schwingkreiskondensator, so daß gilt:

$$\hat{u}_g = 0, \quad u_{co} \neq 0, \quad i_{so} = 0 \quad (5.8.7-3)$$

In diesem Fall ist es notwendig, durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen dafür zu sorgen, daß bei jedem neuen Röhrenspannungspuls der Wechselrichter in der richtigen Schwingrichtung gestartet wird, und zwar so, als ob keine Pause zwischen den Röhrenspannungspulsen wäre. Dies ist auch notwendig, um den Hochspannungstransformator nicht in die Sättigung zu fahren.

5.8.8 Der Einfluß des Magnetisierungs- und Eisenverluststroms der Hochspannungstransformatoren

Bei der Erarbeitung des Ersatzschaltbildes in Kapitel 5.2 sind sowohl die Hauptinduktivität als auch der Eisenverlustwiderstand vernachlässigt worden (Bild 5.2-3 und 5.2-4). Aufgrund des konstruktiven Aufbaus ist die Hauptinduktivität um mehr als den Faktor 200 größer als die Streuinduktivität, so daß bei $U_z = 400 \text{ V}$ und $f_A = 5 \text{ kHz}$ Magnetisierungsströme von maximal 5 A je Trafo auftreten (der genaue Wert hängt von der Gegenspannung $\hat{u}_g$ und den Toleranzen der Hochspannungstransformatoren ab). In einer ähnlichen Größenordnung bewegt sich der Eisenverluststrom. Beide Ströme sind im Vergleich zu den Schwingströmen (Bild 5.8.2-1 bis 5.8.2-4) von mehreren hundert Ampere somit zu Recht vernachlässigt worden.

Über die Hauptinduktivität und den Eisenverlustwiderstand wird jedoch in den Pausen des Lückbetriebs die Wicklungskapazität ganz oder teilweise entladen nach dem folgenden, aus Bild 5.2-3 gewonnenen Ersatzschaltbild.

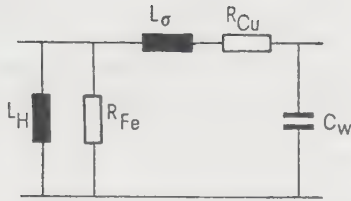


Bild 5.8.8-1: Ersatzschaltbild für die Entladung der Wicklungskapazität

Weder über den sperrenden Wechselrichter noch über die sperrenden Hochspannungsdioden ist eine Entladung von C_W möglich.

Die nach der Lückpause auftretende Wechselrichterschwingung hat somit zunächst die Wicklungskapazität wieder aufzuladen, ehe die Hochspannungsdioden leitend werden.

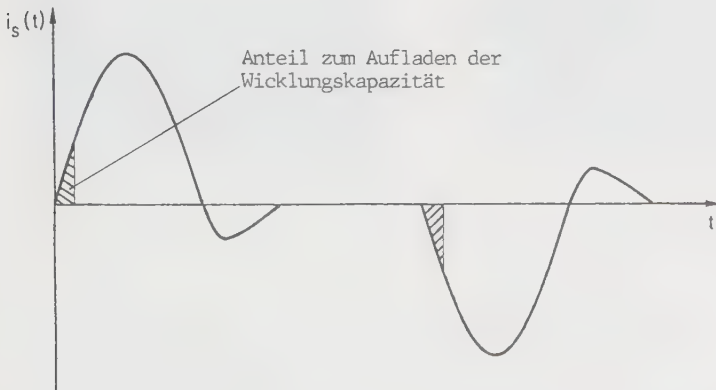


Bild 5.8.6-2: Lückbetrieb: Aufladung der Wicklungskapazität am Beginn der Wechselrichterschwingung

Dieses Phänomen stört jedoch weiter nicht, sondern führt nur dazu, daß die Ansteuerfrequenz etwas höher sein muß als nach unseren bisherigen Betrachtungen.

Aufgrund der beim vorliegenden Schaltungsaufbau auftretenden Entladezeiten macht sich dieser Effekt bei Ansteuerfrequenzen von ungefähr $f_A < 2 \text{ kHz}$ bemerkbar. Näher soll auf ihn nicht eingegangen werden, da er für die Funktion keine Rolle spielt. Im Diagramm nach Bild 5.8.6-2 ist er nicht berücksichtigt.

Sehr wichtig ist es dagegen, daß die Aussteuerung der Hochspannungstransformatoren so bemessen ist, daß der Sättigungsbereich der Magnetisierungskurve nicht erreicht wird, da sonst in Bild 5.2-3 die Hauptinduktivität L_H und der Eisenverlustwiderstand R_{Fe} nicht mehr vernachlässigt werden können. Vor allem durch die Hauptinduktivität würde die Eigenfrequenz des Schwingkreises verstimmt werden und die Voraussetzungen für eine ausreichende Schonzeit wären nicht mehr in allen Arbeitspunkten gegeben. Um ein sicheres Vermeiden des Sättigungsbereiches auch beim Einschalten sicherzustellen, ist die maximale Amplitude der Induktion auf 0,4 Tesla festgelegt worden, ein niedriger Wert, verglichen mit dem Sättigungswert von mindestens 1,2 Tesla.

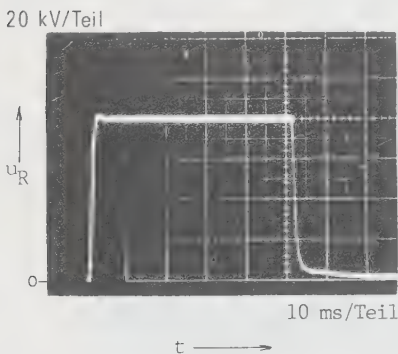
Die Erwärmung der Transformatoren ist wegen des vorliegenden Kurzzeitbetriebs zu vernachlässigen, es genügt die Verwendung von magnetischen Standardwerkstoffen (z.B. Trafoperm).

6. Die erreichte Qualität der Röntgenröhrenspannung

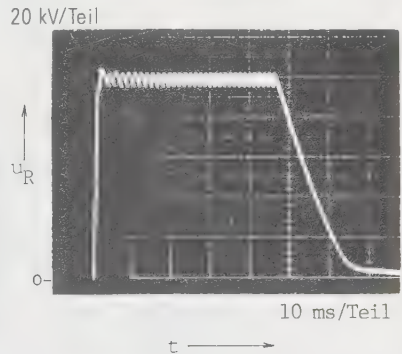
6.1 Zur Welligkeit:

Die Welligkeit der Röntgenröhrenspannung wird von der Größe der Hochspannungsglättungskapazitäten und der Wechselrichterfrequenz bestimmt. Für die in Kap. 5.8.6 genannten Wechselrichterdaten (maximale Ansteuerfrequenz 5 kHz) wurde nach einigen Versuchen der Wert von $C_H = 20 \text{ nF}$ für die Hochspannungsglättungskapazitäten ermittelt (siehe Schaltung Bild 5.2-1). Dieser Wert stellt einen geeigneten Kompromiß zwischen den Forderungen nach kleiner Welligkeit, kurzen Schaltzeiten und minimalem Q_R dar (siehe auch Kap. 3 und Kap. 4).

Mit diesen Kapazitäten wurde der Hochspannungskreis (Bild 5.2-1) aufgebaut. Die folgenden Bilder zeigen zwei Oszillogramme der Röntgenröhrenspannung, gemessen über einen in Bild 5.2-1 nicht eingezeichneten, frequenzkompensierten Spannungsteiler.



$$\hat{u}_R = 81 \text{ kV}$$
$$I_R = 800 \text{ mA}$$



$$\hat{u}_R = 102 \text{ kV}$$
$$I_R = 50 \text{ mA}$$

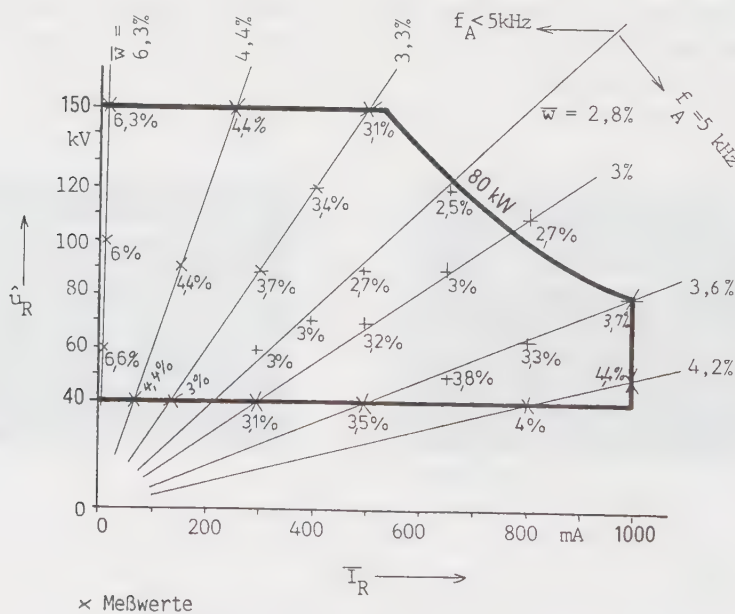
Bild 6.1-1: Oszillogramme der Röntgenröhrenspannung

In diesem und im nächsten Unterkapitel wird auf die Welligkeit und die charakteristischen Daten für kurze Schaltzeiten eingegangen.

Aspekte der Röhrenspannungsregelung werden erst in Kap. 8 behandelt.

Die Welligkeit kann entweder durch eine Rechnersimulation oder durch Messungen bestimmt werden. Eine direkte analytische Berechnung ist un- zweckmäßig, da sie entweder zu aufwendig ist oder zu ungenau, wenn die Kurvenform der Schwingströme (Kap. 5.8.2) und die Schaltung des Hochspan- nungskreises (Bild 5.2-1) zu sehr vereinfacht werden.

Im folgenden Diagramm sind gemessene Welligkeitswerte wiedergegeben, wobei in jedem angegebenen Arbeitspunkt die Zwischenkreisspannung nach Bild 5.8.6-2 eingestellt war. Die Länge der Hochspannungskabel betrug 12 m (Kapazitäts- belag: $C_K' = 220 \text{ pF/m}$).



× Meßwerte
 $\bar{w}$ = Mittelwert der Meßwerte entlang der eingezeichneten Geraden

Bild 6.1-2: Gemessene Welligkeit der Röntgenröhrenspannung. Die Zwischenkreisspannung ist nach Bild 5.8.6-2 eingestellt.

Die prozentuelle Welligkeit w der Röntgenröhrenspannung nach Gl. (2.1-4) muß entlang einer Ursprungsgeraden konstante Werte annehmen, wie die folgende Überlegung zeigt:

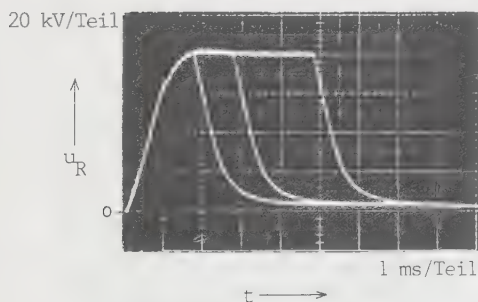
Die Ursprungsgeraden im $\hat{U}_R - \bar{I}_R$ - Diagramm sind Linien konstanten Röntgenröhrenersatzwiderstandes R_R . Für die Ersatzschaltung nach Bild 5.2-4 und Bild 5.6-1 ist somit auf den Ursprungsgeraden der Absolutwert der Welligkeit proportional der Zwischenkreisspannung U_Z . Da andererseits für die Arbeitspunkte auf einer Ursprungsgeraden das Verhältnis $\hat{U}_R/U_Z$ konstant ist (siehe Bild 5.8.6-2), ist die auf $\hat{U}_R$ bezogene Welligkeit konstant und die obige Behauptung bewiesen.

Die Meßergebnisse in Bild 6.1-2 bestätigen diese Überlegung im Rahmen der erreichten Meßgenauigkeit.

Mit den gemessenen Welligkeitswerten sind die Forderungen der Röntgendiagnostik erfüllt. Die maximalen Welligkeitswerte im Bereich kleiner Röhrenströme können in Kauf genommen werden, sie sind nicht größer als diejenigen von Leistungsteilen in netzfrequenter Technik.

6.2 Kurze Belichtungszeiten und kleine Werte von Q_R

Das folgende Bild zeigt ein Oszillogramm der Röntgenröhrenspannung bei kurzen Belichtungszeiten.



Arbeitspunkt:

81 kV, 1000 mA

Es sind drei Aufnahmen übereinander geschrieben mit den Belichtungszeiten bei $0,75 \cdot \hat{U}_R$ nach Bild 2.1-3:

$T_B = 1 \text{ ms}; 2 \text{ ms} \text{ und } 4 \text{ ms}.$

Bild 6.2-1: Oszillogramm der Röntgenröhrenspannung bei kurzen Belichtungszeiten

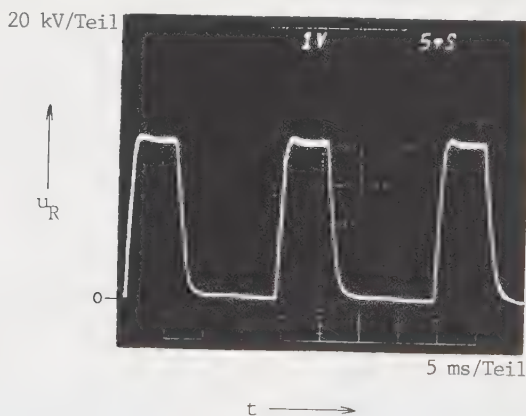
Mit der gewählten Hochspannungskapazität von $C_H = 20 \text{ nF}$ ist die geforderte kürzeste Belichtungszeit von 1 ms somit gut erreichbar.

Anmerkung:

Um einen steilen Anstieg der Röntgenröhrenspannung zu erreichen, ist es notwendig, zu Beginn der Aufnahme die Zwischenkreisspannung kurzzeitig um ca. 15% zu überhöhen.

Die in den ersten Millisekunden somit etwas erhöhte Welligkeit ist unproblematisch.

Das nächste Bild zeigt ein Röhrenspannungszosillogramm für Kinopulsbetrieb.



Arbeitspunkt: 83 kV, 760 mA

Belichtungszeit je Puls: $T_B = 5$ ms

Bildfrequenz: 50 Bilder/Sekunde

Bild 6.2-2: Oszillogramm der Röntgenröhrenspannung bei Kinopulsbetrieb

Die maximale Bildfrequenz beträgt 120 Bilder/Sekunde, übliche Werte liegen zwischen 25 und 60 Bilder/Sekunde.

Abschließend soll noch die Frage nach dem minimal anwählbaren Wert von Q_R behandelt werden. Dabei ist zwischen zwei Kriterien zu unterscheiden.

- a) Die Hochspannungsglättungskapazität C_{g1} entlädt sich nach dem Aufnahme-ende über die Röntgenröhre. Der dosiswirksame Anteil dieser Ladungsmenge stellt somit eine untere Schranke für den minimal einstellbaren Wert Q_{Rmin} dar.

Es gilt:

$$Q_{g1} = \hat{U}_R \cdot C_{g1} \quad (6.2-1).$$

Von diesem Wert sind nach der Definition der Belichtungszeit (Bild 2.1-3) etwa 25% bildgebend, so daß nur dieser Prozentsatz bei unseren Betrachtungen berücksichtigt werden muß:

$$\tilde{Q}_{g1} = 0,25 \cdot Q_{g1} \quad (6.2-2).$$

Für die minimal einstellbare Ladung Q_{Rmin} erhält man somit:

$$Q_{Rmin} > \tilde{Q}_{g1} = 0,25 \cdot Q_{g1} \quad (6.2-3).$$

- b) Der Wechselrichter kann seine Ladung nur paketweise abgeben, da eine einmal gezündete Schwingung zu Ende geführt wird. Nimmt man an, daß das Signal "Aufnahme-Ende" in der Nähe des Zündzeitpunkts einer neuen Wechselrichterschwingung liegt, so können sich zwei Röntgenaufnahmen, die ansonsten unter gleichen Bedingungen angefertigt werden, im ungünstigsten Fall genau um eine Wechselrichterschwingung unterscheiden. Die einer Wechselrichterschwingung zugeordnete Ladungsmenge ist somit ein Maß für die zweite untere Schranke der minimal einstellbaren Ladung Q_{Rmin} .

Nach den Gleichungen (5.8.4-1) und (5.8.4-2) findet man für denjenigen Anteil einer Wechselrichterschwingung, der die Hochspannungskapazitäten auflädt und somit einen Beitrag zum Röntgenröhrenstrom liefert:

$$\Delta Q_{SR} = \int_0^{t_1} i_S(\tau) d\tau - \int_{t_2}^{T_A/2} i_S(\tau) d\tau \quad (6.2-4).$$

Unter Beachtung des Ergebnisses nach Gl. (5.8.4-8) erhält man:

$$\Delta Q_{SR} = 2 C_S \left(u_{c1} - \frac{C_W}{C_S} \hat{u}_g \right) \quad (6.2-5).$$

Diese Ladungsmenge wird nach Bild 5.2-1 auf die beiden Hochspannungs-
transformatoren verteilt und auf der Sekundärseite wegen der Verdopp-
lerschaltung noch einmal halbiert, so daß man für die "Quantisierung"
der Ladung, welche die Röntgenröhre durchfließt, findet:

$$\Delta Q_R = \frac{\Delta Q_{SR}}{4\ddot{u}} = \frac{C_S}{2\ddot{u}} \left(u_{c1} - \frac{C_W}{C_S} \hat{u}_g \right) \quad (6.2-6).$$

Dieser Wert ist einfacher erhältlich, wenn die zu einem Arbeitspunkt gehö-
rende Ansteuerfrequenz bekannt ist.

Dann gilt:

$$\Delta Q_R = \frac{\overline{I}_R}{2f_A} \quad (6.2-7).$$

Am Beispiel der realisierten Schaltung nach Kap. 5.8.6 und des mittleren
Arbeitspunktes $\hat{u}_R = 80 \text{ kV}$, $\overline{I}_R = 500 \text{ mA}$ sollen die Zusammenhänge verdeut-
licht werden.

Die gesamte Hochspannungsglättungskapazität ist nach Gl. (3.-1):

$$C_{gl} = \frac{C_K}{2} + \frac{C_H}{4}$$

Für $C_H = 20 \text{ nF}$ und einer Kabellänge von 12 m erhält man bei einem Kapazi-
tätsbeleg von $C_K^1 = 220 \text{ pF/m}$:

$$C_{gl} = 6,32 \text{ nF} \quad (6.2-8).$$

Nach den Gl. (6.2-1) und (6.2-2) erhält man:

$$Q_{g1} = 0,51 \text{ mAs}$$

$$\tilde{Q}_{g1} = 0,13 \text{ mAs}$$

$$Q_{Rmin} > 0,13 \text{ mAs} \quad (6.2-9).$$

Aus Bild (5.8.6-2) ist zu entnehmen, daß sich der gewählte Arbeitspunkt im Bereich (I) befindet. Wird die minimal mögliche Zwischenkreisspannung eingestellt, so nimmt die Ansteuerfrequenz den Maximalwert von 5 kHz an, so daß man mit Gl. (6.2-7) gewinnt:

$$\Delta Q_R = \frac{500 \text{ mA}}{2 \cdot 5 \text{ kHz}} = 0,05 \text{ mAs} \quad (6.2-10).$$

Geht man davon aus, daß in der normalen Röntgenaufnahme-technik ein ΔQ_R von 10% noch tolerierbar ist, so findet man:

$$Q_{Rmin} = 10 \Delta Q_R = 0,5 \text{ mAs} \quad (6.2-11).$$

Dieser Wert liegt über demjenigen von Gl. (6.2-9), so daß unter den Voraussetzungen und Annahmen dieses Beispiels für die minimal einstellbare Ladungsmenge Gl. (6.2-11) gilt.

7. Der Übergang zu mehrphasigem Wechselrichterbetrieb

7.1 Die Gründe für einen mehrphasigen Betrieb

In Kapitel 6 sind die Ergebnisse, die mit einem einphasigen Wechselrichter für 80 kW erreicht wurden, vorgestellt und kommentiert worden.

Will man weitere Fortschritte in Richtung kürzerer Schaltzeiten erreichen, so ist eine Verkleinerung der Hochspannungsglättungskapazität C_{gl} erforderlich. Soll dabei die Röhrenspannungswelligkeit nicht schlechter werden, sondern sind auch hier eher noch kleinere Werte gewünscht, so erfordert das eine höhere Pulszahl je Zeiteinheit. Diese Lösung hat auch noch den weiteren Vorteil, daß damit die "Quantisierung" der Ladungsmenge Q_R geringer wird, man also kleinere Werte von ΔQ_R erhält als in Kap. 6. Damit ist entweder eine weitere Verbesserung der Konstanz von Q_R erhältlich oder es können kleinere Werte von Q_R eingestellt werden.

Die so gewünschte höhere Pulszahl je Zeiteinheit läßt sich durch einen mehrphasigen Wechselrichterbetrieb bei gleichzeitig anzustrebender Erhöhung der Wechselrichterfrequenz realisieren.

Der einfachste Gedanke, beim einphasigen Wechselrichter die Schwingfrequenz und damit die Ansteuerfrequenz zu erhöhen, läßt sich nur für kleinere Leistungen verwirklichen, denn auch bei Verwendung noch schnellerer Thyristoren oder anderer Leistungshalbleiter (Transistoren, GTO's) sind wesentlich kleinere Werte der Schwingkreisinduktivität als diejenigen nach Kapitel 5.8.6 praktisch nicht realisierbar.

In den folgenden beiden Unterabschnitten werden zwei Lösungen für Mehrphasensysteme gegenübergestellt.

7.2 Der dreiphasige Serienschwingkreiswechselrichter mit Gegenspannungslast

Einen dreiphasigen Serienschwingkreiswechselrichter zur Stromversorgung einer Röntgenröhre erhält man, wenn die Schaltung nach Bild 5.2-1 um einen dritten Thyristorweig erweitert wird.

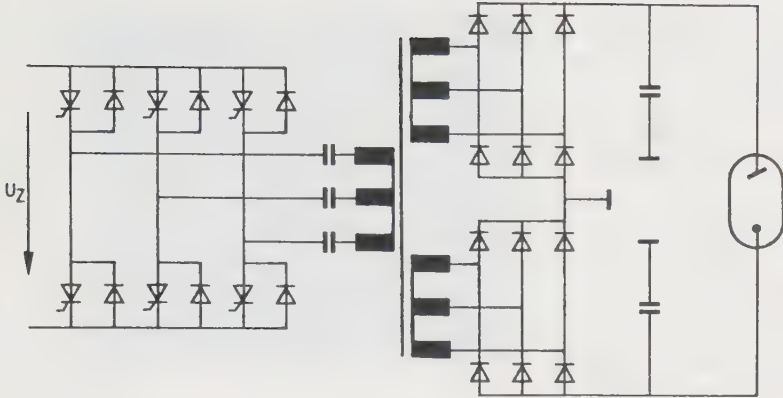


Bild 7.2-1: Dreiphasiger Schwingkreiswechselrichter zur Stromversorgung einer Röntgenröhre (Yy-Schaltung)

Neben der im Bild 7.2-1 gezeigten Yy-Schaltung kann ebensogut eine Yd-, Dy-, oder Dd-Schaltung verwirklicht werden.

Genauso wie beim einphasigen ist auch beim dreiphasigen Schwingkreiswechselrichter die Röntgenröhrenspannung als Gegenspannungslast anzusehen. Der Einfluß dieser Gegenspannung auf das Betriebsverhalten des dreiphasigen Wechselrichters ist in [41] sowohl analytisch als auch experimentell untersucht worden, schwerpunktmäßig an der Yy-Schaltung.

Die dortige mathematische Analyse entspricht derjenigen von Kap. 5.5. Die experimentelle Untersuchung erfolgte an einem Versuchsmuster mit voller Leistung, aber nicht mit Hochspannung. Der Sekundärkreis ist entsprechend einem Transformatorübersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 1$ umdimensioniert worden, die Röntgenröhre wurde durch Widerstände ersetzt (Bild 7.2-2).

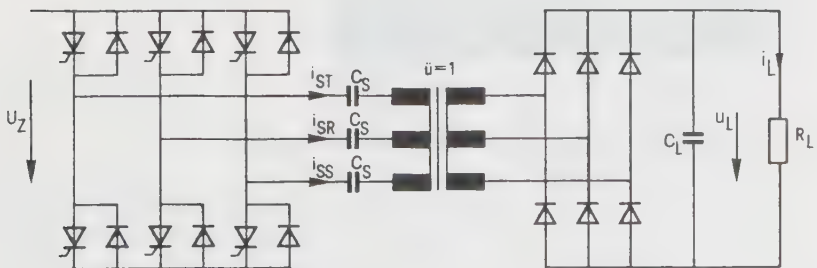


Bild 7.2-2: Versuchsschaltung eines dreiphasigen Schwingkreiswechselrichters mit Gegenspannungslast

Für die nachstehend gezeigten Ergebnisse gelten folgende Zahlenwerte:

$$C_S = 50 \mu\text{F}$$

$$L_S = 6 \mu\text{H (je Strang)}$$

$$\vartheta = 0,1$$

$$f_d = \frac{\sqrt{1 - \vartheta^2}}{2\pi \sqrt{L_S C_S}} = 9,1 \text{ kHz}$$

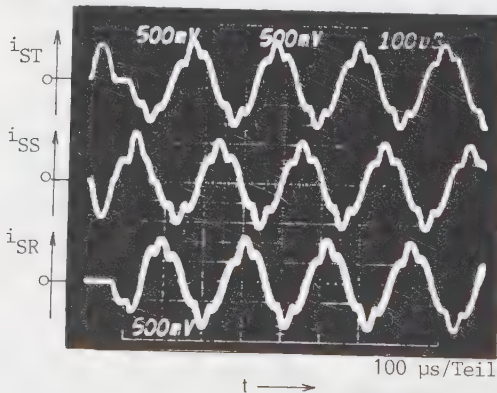
$$C_L = 425 \mu\text{F}$$

$$R_L = 0,12 \text{ Ohm} \dots 1 \text{ Ohm}$$

Nimmt man in Bild 7.2-1 für das Übersetzungsverhältnis je Hochspannungsseite $\bar{u} = 275$ an, so entspricht $C_L = 425 \mu\text{F}$ einer gesamten Hochspannungsglättungskapazität von $C_{gl} = 1,4 \text{ nF}$ (ungefähr 12 m Hochspannungskabel).

Die nächsten Bilder zeigen für $U_z = 400 \text{ V}$ je ein Oszillogramm der Wechselrichterstrangströme und der Lastspannung u_L , sowie die gemessenen Innenwiderstandskurven. Die in Klammern gesetzten Vergleichswerte würden für $\bar{u} = 275$ je Hochspannungsseite gelten (Bild 7.2-1).

500 A/Teil



$$f_A = 5 \text{ kHz}$$

$$\hat{u}_L = 200 \text{ V} \\ (\hat{u}_R = 110 \text{ kV})$$

$$\bar{I}_L = 480 \text{ A} \\ (\bar{I}_R = 873 \text{ mA})$$

Bild 7.2-3: Schwingströme des Dreiphasenwechselrichters

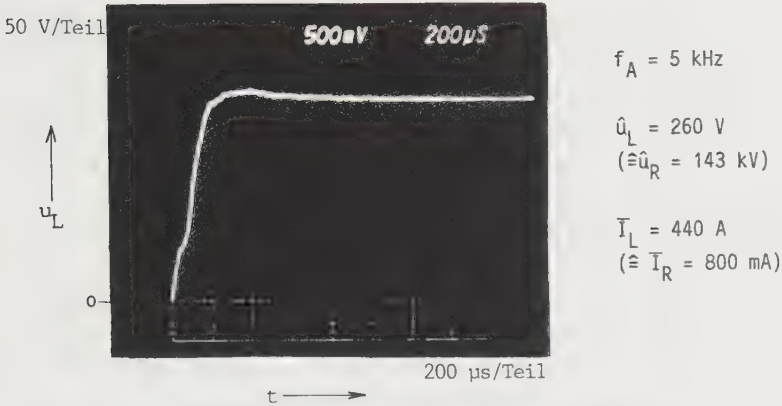


Bild 7.2-4: Lastspannung u_L des Dreiphasenwechselrichters

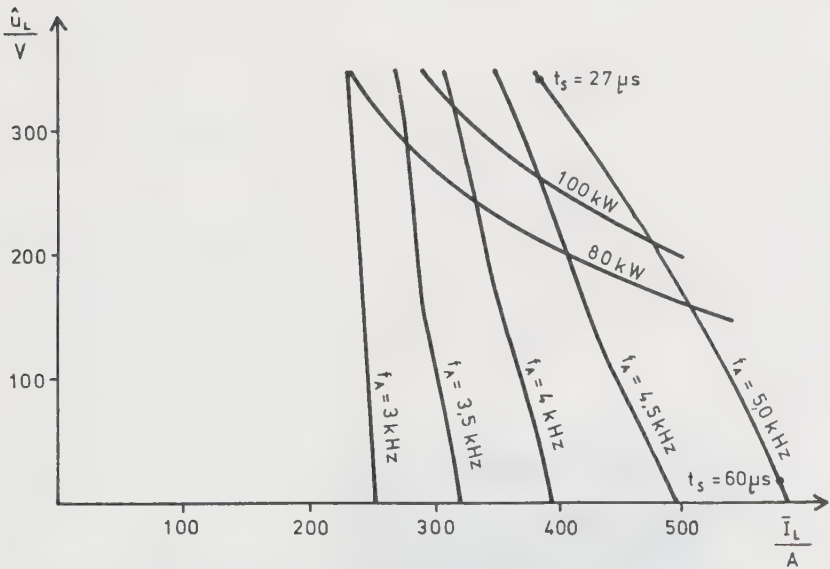


Bild 7.2-5: Gemessene Innenwiderstandskurven des Dreiphasenwechselrichters

Die Untersuchungen, von deren Ergebnissen einige Beispiele gezeigt wurden, haben ergeben, daß der Dreiphasen-Serienschwingkreiswechselrichter zur Stromerzeugung einer Röntgenröhre prinzipiell geeignet ist.

Die maximal erreichbaren Frequenzen liegen in derselben Größenordnung wie beim Einphasenwechselrichter.

Der Einfluß der Wicklungskapazitäten, die weder in der mathematischen, noch in der experimentellen Untersuchung berücksichtigt wurden, läßt zwar einige zusätzliche, jedoch keine prinzipiellen Schwierigkeiten erwarten.

Abschließend sollen die wesentlichen Merkmale dieser Lösung zusammengefaßt werden.

- * Der Mehraufwand gegenüber dem Einphasenwechselrichter ist nicht erheblich und besteht in einem zusätzlichen Thyristorzweig, in dreiphasigen anstelle von einphasigen Hochspannungstransformatoren und in einer größeren Anzahl von Hochspannungsgleichrichtern. Demgegenüber steht noch der Wegfall der zusätzlichen Hochspannungskapazitäten C_H (vergleiche mit Bild 5.2-1), da die Hochspannungskabelkapazität C_K zur Glättung genügt.
- * Es sind extrem kurze Belichtungszeiten wegen der kleineren Hochspannungsglättungskapazität (vergleiche Bild 7.2-4 mit Bild 6.2-1) erreichbar.
- * Die Welligkeit der Röntgenröhrenspannung ist sehr klein, solange in der Nähe der maximalen Ansteuerfrequenz gearbeitet wird.
- * Eine Regelung der Röntgenröhrenspannung über die Ansteuerfrequenz ist nur in einem kleinen Bereich möglich, da wegen der kleinen Hochspannungsglättungskapazität die Welligkeit sehr groß wird, sobald die Ansteuerfrequenz sich nicht mehr in der Nähe ihres Maximalwertes bewegt, wie Bild 7.2-6 zeigt.

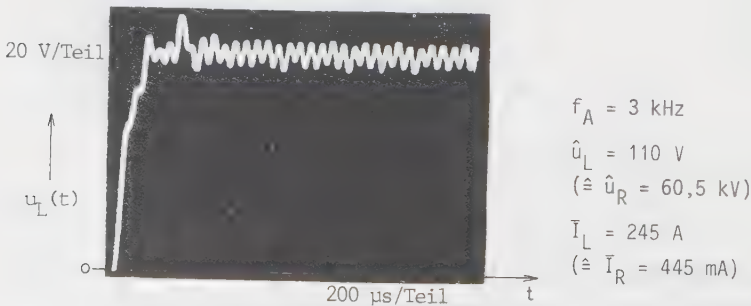


Bild 7.2-6: Lastspannung u_L des Dreiphasenwechselrichters bei $f_A < f_A \text{ max.}$
 $w \approx 10\%$

Somit muß die Röhrenspannungsregelung im größeren Bereich über die Zwischenkreisspannung erfolgen, was entweder einen großen Aufwand bedeutet, wenn diese Regelung schnell sein soll oder es ergibt sich bei einer langsamen Zwischenkreisregelung die Notwendigkeit einer sehr genauen Voreinstellung der Zwischenkreisspannung.

Hinzu kommt noch, daß im Bereich großer Röhrenspannungen bei gleichzeitigem kleinen Röhrenstrom die Zwischenkreisspannung wegen der Schwingbedingung so groß sein muß, daß ein Lückbetrieb notwendig ist (ähnliche Verhältnisse wie in Bild 5.8.6-2). Der dreiphasige Wechselrichter bietet dann für die Welligkeit keine Vorteile mehr.

- * Da sich die maximale Ansteuerfrequenz des dreiphasigen Wechselrichters in derselben Größenordnung bewegt wie beim einphasigen Wechselrichter, ist auch die Ladungsmenge eines Schwingungsimpulses ungefähr so groß wie beim Einphasenwechselrichter. Für die Quantisierung von Q_R ergeben sich ähnliche Verhältnisse wie in Kap. 6.2.

7.3 Die Verwendung mehrerer Einphasenwechselrichter

Mit einer merklichen Erhöhung der Wechselrichterfrequenz lassen sich entscheidende Vorteile gewinnen. Man erhält dann sowohl eine kleine Welligkeit der Röhrenspannung bei kleiner Hochspannungsglättungskapazität (auch im Lückbetrieb), als auch eine hohe Konstanz kurzer Aufnahmen, da die Ladungsmenge eines Schwingungspulses kleiner wird.

Die Wechselrichterfrequenz läßt sich aber wegen der nicht beliebig verkleinerbaren Schwingkreisinduktivität nur bei kleineren Leistungen merklich erhöhen. Für Röntgengeneratoren großer Leistung bleibt somit nur der Weg eines Mehrwechselrichtersystems, bei dem jeder Wechselrichter nur einen Teil der Gesamtleistung zur Verfügung stellt. In Bild 7.3-1 ist dieser Weg für ein Zweiwechselrichtersystem dargestellt.

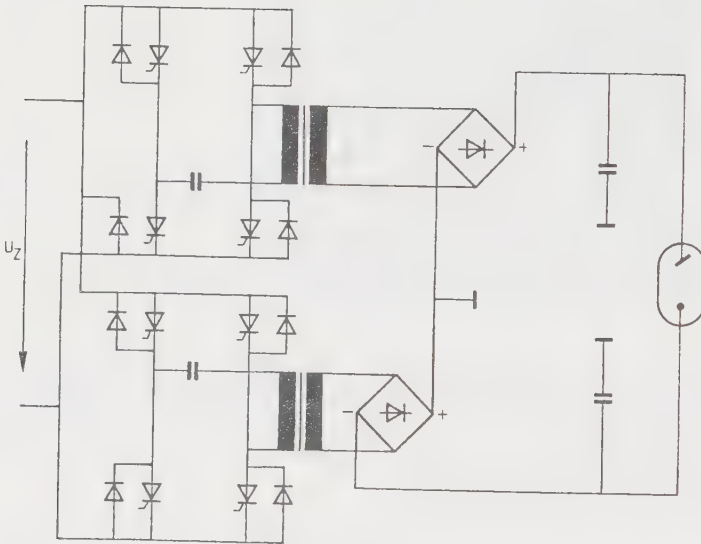


Bild 7.3-1: Zweiwechselrichtersystem zur Stromversorgung einer Röntgenröhre

Selbstverständlich ist auch ein System mit mehr als zwei Wechselrichtern denkbar. Besonders klein wird die Röhrenspannungswelligkeit, wenn die Wechselrichter versetzt angesteuert werden.

Der Nachteil dieser Lösung besteht in der größeren Zahl der benötigten Leistungsthyristoren. Weiterhin ist zu prüfen, ob im höheren Frequenzbereich Thyristoren noch das geeignete Schaltmittel sind. Auch in einem solchen Mehrwechselrichtersystem ist eine Lösung aus mehreren Dreiphasenwechselrichtern denkbar, nur ist der Aufwand dann noch größer.

8. Der Schwingkreiswechselrichter als Stellglied im Röhrenspannungsregelkreis

8.1 Der Röhrenspannungsregelkreis als pulsfrequenzmoduliertes Regulationssystem (PFM-System)

Die Regelung der Röntgenröhrenspannung erfolgt über die Ansteuerfrequenz des Wechselrichters (Bild 3.-2 und Bild 3.-3), der im regelungstechnischen Sinne als Stellglied wirkt. Aufgrund der Eigenschaften des Wechselrichters liegt die Stellenergie in gepulster Form vor. Solche Regelungssysteme werden als pulsfrequenzmodulierte (PFM-)Regelungssysteme bezeichnet. Die zugehörige Theorie wird deshalb auf die vorliegenden Gegebenheiten angewandt und die Regelstrecke entsprechend beschrieben. Anschließend wird ein Regler mit rekursiver Ansprechschwelle konzipiert, dessen Verhalten sowohl mathematisch als auch meßtechnisch untersucht wird. Ein Reglerentwurf mit integralem Verhalten wird kurz vorgestellt und diskutiert.

8.2 Zur Theorie von PFM-Regelungssystemen [44 ... 47]

Die Theorie der PFM-Regelungssysteme ist in zahlreichen, hauptsächlich amerikanischen und russischen Veröffentlichungen gewachsen. Im deutschsprachigen Raum ist ihr von Nöges und Frank [44] eine zusammenfassende Darstellung gegeben worden. Die in den folgenden Abschnitten durchgeführte Behandlung des Röhrenspannungsregelkreises beruht auf den in diesem Buch beschriebenen Methoden.

In diesem Kapitel sollen die prinzipiellen Eigenschaften von PFM-Systemen nur insoweit aufgezeigt werden, wie sie zum weiteren Verständnis der Arbeit erforderlich sind.

Definition der Pulsfrequenzmodulation:

In der Regelungstechnik bezeichnet man ein Verfahren dann als Pulsfrequenzmodulation, wenn eine Impulsfolge erzeugt wird, bei der das Vorzeichen der Impulse und der Abstand zwischen den Impulsen die Funktion einer weiteren Variablen ist. Ein Übertragungsglied, das ein solches Signal erzeugt, heißt PFM-Glied.

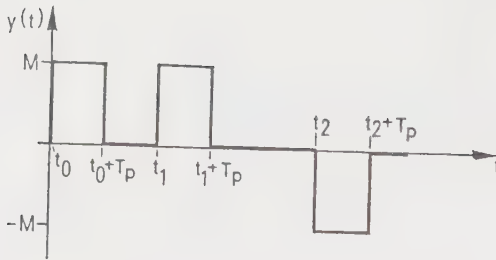


Bild 8.2-1: Beispiel für den Verlauf der Ausgangsgröße eines PFM-Gliedes [44]

Die Impulse müssen nicht zwangsläufig rechteckförmig sein. In der Theorie der PFM-Systeme wird normalerweise vorausgesetzt, daß die Impulse in einem gegebenen System stets gleich sind (abgesehen vom Vorzeichen). Diese Forderung ist im vorliegenden Fall nicht generell erfüllbar.

Das Blockschaltbild eines PFM-Regelkreises - bereits zugeschnitten auf unsere späteren Anforderungen - zeigt das folgende Bild:

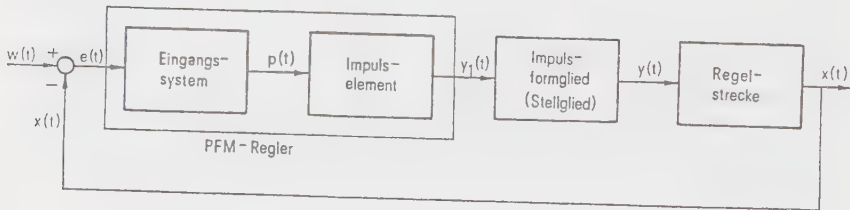


Bild 8.2-2: Blockschaltbild eines PFM-Regelkreises

Aus der Eingangsgröße $e(t)$ (in Bild 8.2-2 ist dies die Regeldifferenz) des PFM-Reglers wird durch eine geeignete, im allgemeinen nichtlineare dynamische Verarbeitung die Hilfsvariable $p(t)$ gewonnen. Anschließend erzeugt das Impulselement eine Folge von Diracimpulsen, aus denen im Impulsformglied die Stellimpulse gebildet werden. In Bild 8.2-3 ist dies veranschaulicht, wobei für den Verlauf von $p(t)$ beispielsweise das Integral von $e(t)$ angenommen wurde, das zu den Zeitpunkten t_{k+v} wieder zurückgesetzt wird. Nach der Definition in [44] handelt es sich in diesem Beispiel um einen Integral-Pulsfrequenzmodulator (IPFM). r ist die Ansprechschwelle des Impulselements.

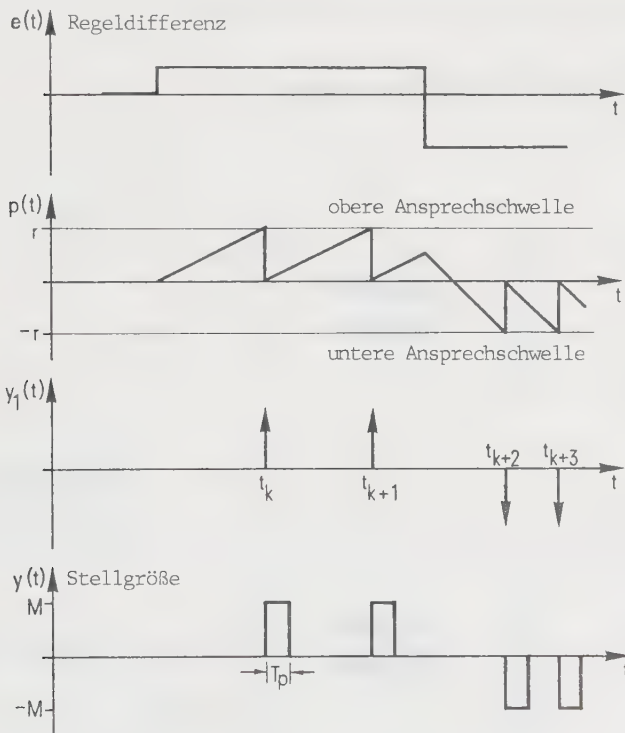


Bild 8.2-3: Signaldiagramm eines IPF - Modulators

Welche Komponenten des Regelkreises dem Regler zugeordnet werden, hängt von den jeweiligen Gegebenheiten ab. Im Rahmen dieser Arbeit werden das Eingangssystem und das Impulselement dem PFM-Regler zugeschlagen, das Impulsformglied ist das Stellglied.

Die theoretische Behandlung von PFM-Regelkreisen ist aufwendig und nur bei einfachen Systemen ohne den Einsatz eines Großrechners möglich, sicherlich einer der Gründe, warum dieses Reglerkonzept bisher noch selten angewandt wird.

8.3 Beschreibung der Regelstrecke als PFM-System

8.3.1 Ersatzschaltbild und Übertragungsfunktion

Aus Bild 5.2-1 gewinnt man das Ersatzschaltbild der Regelstrecke.

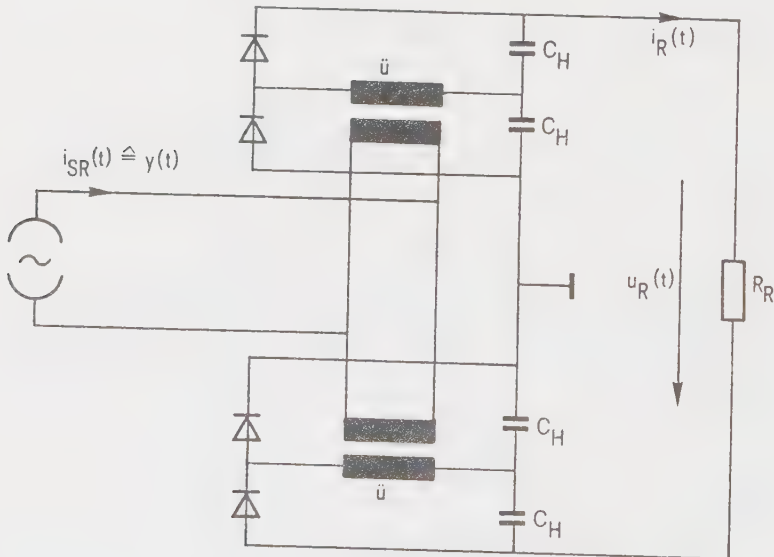


Bild 8.3.1-1: Ersatzschaltbild der Regelstrecke

$i_{SR}(t)$ ist der Teil des Schwingstromes, der als Laststrom in die Röntgenröhre fließt. Für einen gegebenen Arbeitspunkt nach Bild 5.8.6-2 ist $i_{SR}(t)$ nach Kap. 5.7 eine bekannte Funktion.

Um die folgenden Berechnungen übersichtlich zu halten, wurden die Kabelkapazitäten C_K und die Schutzwiderstände R_{SW} vernachlässigt, was wegen $C_K < C_H/2$ und $R_{SW} \approx 0$ zulässig ist. Weiterhin wurden die Röntgenröhre durch einen ohmschen Widerstand und der Wechselrichter durch eine Konstantstromquelle ersetzt, wobei angenommen wird, daß $i_{SR}(t)$ nur der Teil des Schwingstromes ist, der als Laststrom in die Röntgenröhre fließt. Die Anteile, die zur Umladung der Wicklungskapazitäten benötigt werden (Kap. 5.7), sind in $i_{SR}(t)$ nicht enthalten.

Im Vergleich mit Bild 8.2-2 ist zu erkennen, daß der transformierte und gleichgerichtete Strom $i_{SR}(t)$ der Stellgröße $y(t)$ entspricht. Die Röntgenröhrenspannung $u_R(t)$, geteilt auf verarbeitbare Pegel, bildet die Regelgröße $x(t)$.

Für $u_R(t)$ läßt sich schreiben:

$$\frac{du_R(t)}{dt} = \frac{|i_{SR}(t)|}{2 \cdot \ddot{u}} \cdot \frac{2}{C_H} - \frac{u_R(t)}{R_R C_H} \quad (8.3.1-1)$$

$$\frac{R_R C_H}{4} \cdot \frac{du_R(t)}{dt} + u_R(t) = R_R \frac{|i_{SR}(t)|}{4 \cdot \ddot{u}} \quad (8.3.1-2)$$

Mit der Abkürzung

$$T_H = \frac{R_R C_H}{4} \quad (8.3.1-3)$$

und der Definition der Stellgröße

$$y(t) = \frac{|i_{SR}(t)|}{4 \cdot \ddot{u}} \quad (8.3.1-4)$$

erhält man die Übertragungsfunktion der Regelstrecke:

$$F_S(s) = \frac{U_R(s)}{Y(s)} = \frac{R_R}{s T_H + 1} \quad (8.3.1-5)$$

Als nächstes ist das Systemverhalten der Regelstrecke bezüglich des Stellsignales $y(t)$ zu untersuchen. Dies geschieht im allgemeinen Fall im Zustandsraum. Nach Gl. (8.3.1-5) ist dieser eindimensional und $u_R(t)$ ist die einzige Zustandsvariable.

Entsprechend den Ergebnissen von Kapitel 5.7 erhält man für $y(t)$:

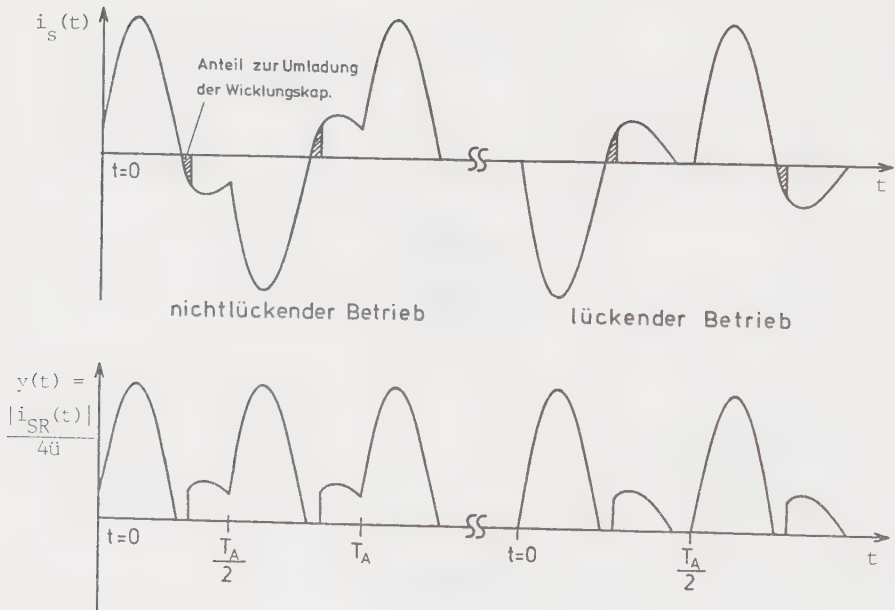


Bild 8.3.1-2: Verlauf der Stellgröße $y(t)$

Im Gegensatz zum allgemeinen Fall von Bild 8.2-3 sind im vorliegenden Fall nur positive Stellimpulse möglich.

Um übersichtliche und interpretierbare Ergebnisse zu erhalten, werden die Stellimpulse durch flächengleiche, aber einfachere Impulse genähert, und zwar einmal durch Rechteckimpulse und im zweiten Fall durch Sinus-halbschwingungen.

8.3.2 Näherung der Stellimpulse durch Rechteckimpulse

Entsprechend zu Bild 8.3.1-2 erhält man:

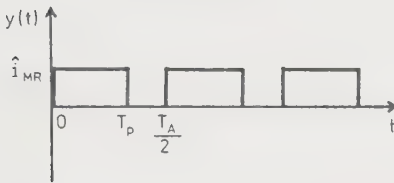


Bild 8.3.2-1: Näherung der Stellimpulse durch Rechteckimpulse für $f_d/f_A = 1,53$

Diese Näherung gilt sowohl für den lückenden, als auch für den nicht-lückenden Betriebsfall. Nach der getroffenen Voraussetzung werden die Rechteckpulse vorerst als konstant angesehen.

Die Pulsbreite T_p wird als halbe Periodendauer einer Wechselrichterschwingung genähert:

$$T_p = \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega_d} = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-g^2}} = \frac{\pi \sqrt{L_S C_S}}{\sqrt{1-g^2}} \quad (8.3.2-1).$$

Die Amplitude erhält man durch Auswertung der Integrale von Gl. (5.8.4-1), bzw. (5.8.4-2):

$$\hat{i}_{MR} = \frac{1}{4\ddot{u}T_p} \left(\int_0^{t_1} i_s(\tau) d\tau - \int_{t_2}^{T_A/2} i_s(\tau) d\tau \right) \quad (8.3.2-2).$$

Mit den Ergebnissen der Gln. (5.8.4-8) und (6.2-6) gilt somit:

$$\hat{i}_{MR} = \frac{2C_s}{4\ddot{u}T_p} \left(u_{c1} - \frac{C_w}{C_s} \hat{u}_g \right) = \frac{\Delta Q_R}{T_p} \quad (8.3.2-3).$$

Entsprechend der Definition nach [44: Kap. 2.2] gilt für den Modulationsparameter:

$$m = \frac{T_A}{2T_p} \quad (8.3.2-4).$$

Beispiel: Für die Zahlenwerte von Kap. 5.8.6 erhält man:

$$T_p = 65,4 \mu s, T_{Amin}/2 = 100 \mu s.$$

Somit wird:

$$m \geq \frac{100 \mu s}{65,4 \mu s} = 1,53 \quad (8.3.2-5).$$

Die Ausgangsgröße $u_R(t)$ muß nun bereichsweise ermittelt werden:

a) $0 \leq t < T_p$:

Zum Zeitpunkt $t = 0$ gelte:

$$u_R(0) = u_{R0} \quad (8.3.2-6).$$

Somit erhält man mit Gleichung (8.3.1-5):

$$u_R(t) = u_{R0} e^{-t/T_H} + \hat{i}_{MR} R_R (1 - e^{-t/T_H}) \quad (8.3.2-7).$$

$$t = T_p:$$

$$u_R(T_p) = u_{RT_p} = u_{Ro} e^{-T_p/T_H} + \hat{i}_{MR} R_R (1 - e^{-T_p/T_H}) \quad (8.3.2-8).$$

b) $T_p \leq t \leq T_A/2:$

Äquivalent zum Zeitbereich $0 \leq t < T_p$ erhält man:

$$u_R(t) = u_{RT_p} e^{-(t-T_p)/T_H} \quad (8.3.2-9).$$

Mit Gleichung (8.3.2-8):

$$u_R(t) = (u_{Ro} + \hat{i}_{MR} R_R (e^{T_p/T_H} - 1)) e^{-t/T_H} \quad (8.3.2-10).$$

Und als Anfangsbedingung für den nächsten Impuls findet man schließlich:

$$u_R(T_A/2) = u_{RT_A/2} = (u_{Ro} + \hat{i}_{MR} R_R (e^{T_p/T_H} - 1)) e^{-T_A/2T_H} \quad (8.3.2-11).$$

Mit diesen Gleichungen können sowohl Einschwingvorgänge als auch der stationäre Gleichgewichtszustand untersucht werden. Für den stationären Zustand können die Werte u_{Ro} und u_{RT_p} explizit angegeben werden. Dies soll gezeigt werden.

Stationärer Zustand:

Es muß gelten:

$$u_{Ro} = u_{RT_A/2} \quad (8.3.2-12).$$

Durch Einsetzen in Gl. (8.3.2-11) erhält man

$$u_{Ro} = \hat{i}_{MR} R_R \frac{e^{T_p/T_H} - 1}{e^{T_A/2T_H} - 1} \quad (8.3.2-13).$$

sowie mit Gl.(8.3.2-8):

$$u_{RTp} = \hat{i}_{MR} R_R \frac{1 - e^{-T_p/T_H}}{1 - e^{-T_A/2T_H}} \quad (8.3.2-14).$$

Anmerkung:

Aus diesen Zahlenwerten u_{RTp} und u_{Ro} die tatsächliche Welligkeit der Röntgenröhrenspannung entsprechend Bild 6.1-2 gewinnen zu wollen, ist nur mit begrenzter Genauigkeit möglich, da die Näherung des Schwingstromes durch einen Rechteckimpuls sehr grob ist und die zusätzliche Siebwirkung von C_K und R_{SW} (Bild 5.2-1) unberücksichtigt bleibt.

Aus den Ergebnissen können nur die prinzipiellen Zusammenhänge entnommen werden, sie sollen an einem einfachen Beispiel erläutert werden.

Es gelte:

$$T_p = 65,4 \mu s \quad T_A/2 = 100 \mu s \quad (f_A = 5 \text{ kHz})$$

$$\Delta Q_R = 0,05 \text{ mAs} \quad (\text{in Anlehnung an Kap. 6.2})$$

$$C_H = 20 \text{ nF}$$

Für R_R wird ein mittlerer Wert von

$$R_R = 160 \text{ k}\Omega \quad \text{angenommen.}$$

$$\text{Damit: } T_H = 800 \mu s$$

Mit Hilfe der Gleichungen (8.3.2-13) und (8.3.2-14) erhält man:

$$u_{Ro} = 78,3 \text{ kV} \quad u_{RTp} = 81,7 \text{ kV} \quad (8.3.2-15).$$

Im folgenden Bild ist der Verlauf der Röntgenröhrenspannung dargestellt.

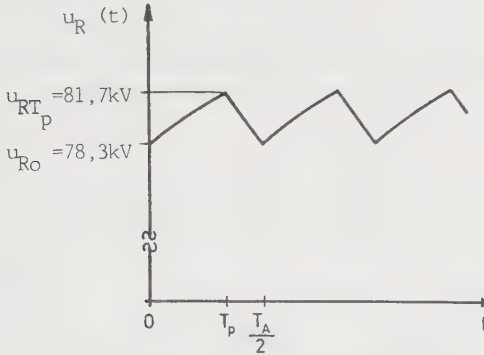


Bild 8.3.2-2: Verlauf der Röntgenröhrenspannung bei rechteckförmigen Stellimpulsen im stationären Zustand

8.3.3 Näherung der Stellimpulse durch Sinushalbschwingungen

Aus Bild 8.3.1-2 erhält man analog zu Bild 8.3.2-1:

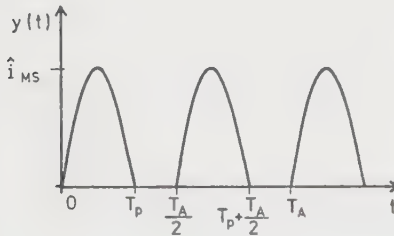


Bild 8.3.3-1: Näherung der Stellimpulse durch Sinushalbschwingungen

Entsprechend zur Vorgehensweise von Kap. 8.3.2 findet man:

$$\hat{i}_{MS} = \frac{\Delta Q_R \cdot \pi}{2 T_p} \quad (8.3.3-1).$$

Für den Modulationsparameter m gelten weiterhin die Gleichungen (8.3.2-4) und (8.3.2-5).

Mit diesen Stellimpulsen ist in [48] das Systemverhalten der Regelstrecke untersucht worden. Dabei ist mit Hilfe des für $0 \leq t \leq T_p$ gültigen Ansatzes [40]

$$u_R(t) = u_{R0} \cdot e^{-t/T_H} + \int_0^t \frac{1}{T_H} \cdot e^{-\frac{(t-\tau)}{T_H}} \cdot R_R \hat{I}_{SM} \sin \frac{\pi}{T_p} \tau \cdot d\tau \quad (8.3.3-2)$$

gefunden worden:

$$u_R(t) = (u_{R0} + \hat{u}_{RS}) e^{-t/T_H} + \hat{u}_{RS} \left(\frac{T_p}{\pi T_H} \sin \frac{\pi t}{T_p} - \cos \frac{\pi t}{T_p} \right) \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (8.3.3-3),$$

mit

$$u_{R0} = u_R(t=0)$$

und

$$\hat{u}_{RS} = \frac{R_R \hat{I}_{MS} T_H T_p \pi}{T_p^2 + T_H^2 \pi^2} \quad (8.3.3-4),$$

Für $t = T_p$ erhält man:

$$u_R(T_p) = u_{RT_p} = (u_{R0} + \hat{u}_{RS}) e^{-T_p/T_H} + \hat{u}_{RS} \quad (8.3.3-5),$$

Im Zeitbereich $T_p \leq t \leq T_A/2$ gilt hier:

$$u_R(t) = (\hat{u}_{RS} (1 + e^{T_p/T_H}) + u_{R0}) e^{-t/T_H} \quad (8.3.3-6),$$

Nichtstationäre Vorgänge können mit Hilfe der Gleichungen (8.3.3-3) und (8.3.3-6) rekursiv berechnet werden.

Für den stationären Zustand findet man mit der Bedingung von (Gl. 8.3.2-12):

$$u_{Ro} = \hat{u}_{Rs} \frac{e^{\frac{T_p}{T_H}} + 1}{e^{\frac{T_A}{2 T_H}} - 1} \quad (8.3.3-7)$$

$$u_{RT_p} = \hat{u}_{Rs} \frac{1 + e^{-\frac{T_p}{T_H}}}{1 - e^{-\frac{T_A}{2 T_H}}} \quad (8.3.3-8).$$

Beispiel:

Für die Zahlenwerte des Beispiels aus Kap. 8.3.2 findet man hier:

$$\hat{i}_{MS} = 1200 \text{ mA} \quad \hat{u}_{Rs} = 5 \text{ kV} \quad (8.3.3-9),$$

und als Ergebnis:

$$u_{Ro} = 78,3 \text{ kV} \quad u_{RT_p} = 81,7 \text{ kV} \quad (8.3.3-10),$$

Dies sind dieselben Werte wie in Gl. (8.3.2-15), was unmittelbar einsichtig ist, da in der Pause zwischen zwei Impulsen dieselbe Spannungsdifferenz auftreten muß wie im Beispiel von Kap. 8.3.2.

Den Spannungsverlauf zeigt das Bild 8.3.3-2.

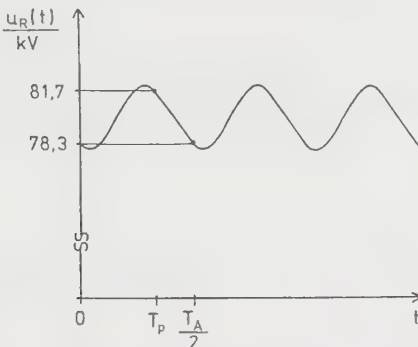


Bild 8.3.3-2: Verlauf der Röntgenröhrenspannung bei Sinushalbschwingungen als Stellgröße

Im Gegensatz zum Spannungsverlauf von Bild 8.3.2-2 treten die Extremwerte hier nicht zu den Zeitpunkten $t = 0$ und $t = T_p$ (bzw. deren periodischer Fortsetzung) auf. Auch ist die Welligkeit hier größer als im Bild 8.3.2-2. Auf ihre explizite Ermittlung wurde verzichtet, da sie im folgenden nicht weiter benötigt wird.

8.4 Entwurf eines PFM-Reglers mit rekursiver Ansprechschwelle

8.4.1 Das Konzept

Der Regler wird anhand der Ergebnisse von Kap. 8.3 entworfen. Anschließend werden eine Stabilitätsbetrachtung durchgeführt und praktische Messungen ausgewertet.

Zunächst ist es notwendig, die Röntgenröhrenspannung $u_R(t)$ auf einen für elektronische Schaltungen zulässigen Pegel abzusenken, ehe sie als Regelgröße $x(t)$ dem PFM-Regler zugeführt wird.

Es sei

$$x(t) = k_T u_R(t), \quad (8.4.1-1),$$

mit k_T als Teilverhältnis eines frequenzunabhängigen Spannungsteilers.

Nach Kapitel 1 ist der Scheitelwert $\hat{u}_R$ die maßgebliche Größe der Röntgenröhrenspannung.

Die Führungsgröße $w(t)$ bezieht sich somit auf den geteilten Scheitelwert

$$\hat{x} = k_T \hat{u}_R \quad (8.4.1-2)$$

der Röhrenspannung.

Nach Kap. 8.3 ist dem Beginn einer neuen Wechselrichterschwingung der Wert $u_R(t) = u_{R0}$ zugeordnet.

Würde nicht der Scheitelwert $\hat{x}$, sondern der Wert

$$x_0 = k_T u_{R0} \quad (8.4.1-3)$$

den Istwert des Regelkreises repräsentieren, dann wäre ein Regler einfach realisierbar, derart, daß jedesmal ein Zündimpuls erzeugt wird, wenn $u_R(t)$ auf u_{R0} abgesunken ist.

Auch unter der Annahme, daß die Differenz

$$d = \hat{x} - x_0 \quad (8.4.1-4)$$

bekannt ist, wäre ein solcher Regler anwendbar, da die Differenz einfach vom Sollwert $w(t)$ abzuziehen wäre. d würde die konstante Ansprechschwelle r des Impulselements darstellen:

$$r = d \quad (8.4.1-5).$$

Die Differenz $\hat{x} - x_0 = k_T (\hat{u}_R - u_{R0})$ ist in Bild 8.3.2-2 gleich der Welligkeit. Sie hängt neben der Größe des Stellimpulses noch vom Arbeitspunkt $(\hat{u}_R, \bar{I}_R)$ ab. Unter der vereinbarten Voraussetzung, daß die Stellimpulse konstant sind, kann aber angenommen werden, daß d sich von Stellimpuls zu Stellimpuls nur wenig ändert, da ein einzelner Stellimpuls den Arbeitspunkt $(\hat{u}_R, \bar{I}_R)$ nur geringfügig verschieben kann; auch über die Katodenheizung der Röntgenröhre ist $\bar{I}_R$ nur langsam veränderbar. Unter dieser Annahme erscheint es somit zulässig, die gemessene Differenz d des letzten Stellimpulses als Ansprechschwelle r des nächsten Stellimpulses zu verwenden

$$r(k) = d(k-1) = \hat{x}(k-1) - x_0(k-1) \quad (8.4.1-6),$$

so daß ein Reglerkonzept nach Bild 8.4.1-1 entsteht.

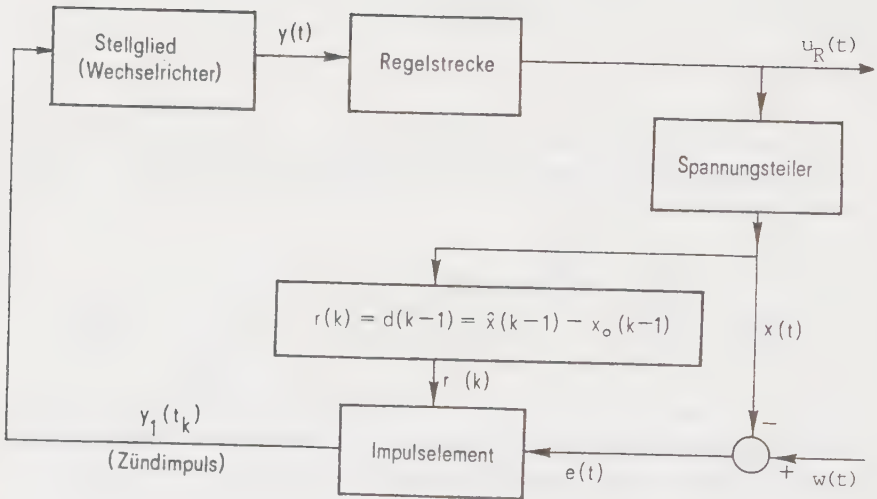


Bild 8.4.1-1: Konzept eines PFM-Reglers mit rekursiver Ansprechschwelle

Ein Vergleich mit Bild 8.2-3 zeigt, daß die Hilfsvariable $p(t)$ in diesem Fall gleich der Regeldifferenz $e(t)$ ist.

$\hat{x}(k-1)$ und $x_o(k-1)$ repräsentieren die zugehörigen Größen des $(k-1)$ -ten Stellimpulses. $r(k)$ dient bei der Erzeugung des k -ten Stellimpulses als Ansprechschwelle. $y_1(t_k)$ ist der als Diracimpuls gedachte Zündimpuls des k -ten Stellimpulses. Das nachfolgende Diagramm soll die Funktion verdeutlichen.

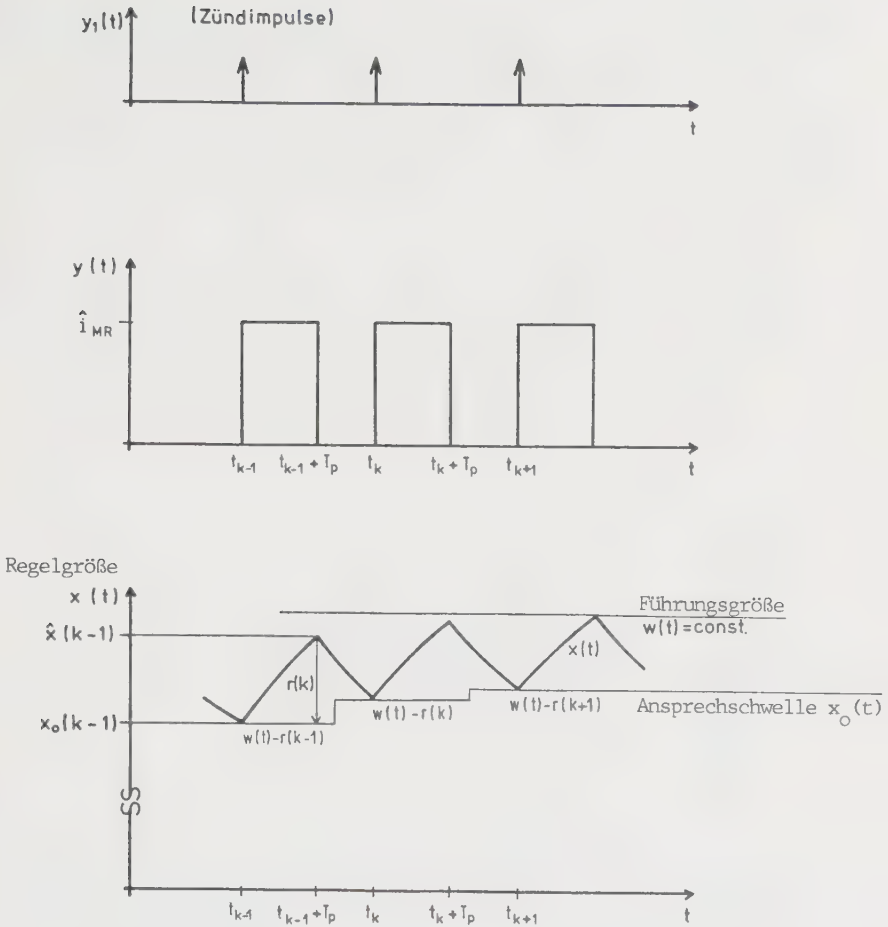


Bild 8.4.1-2: Verlauf der Signalgrößen bei rechteckförmigen Stellimpulsen

Diesem Diagramm liegen die rechteckförmigen Stellimpulse nach Kap. 8.3.2 zugrunde. Setzt man Sinushalbschwingungen nach Kap. 8.3.3 als Stellimpulse voraus, entsteht ein Diagramm nach Bild 8.4.1-3.

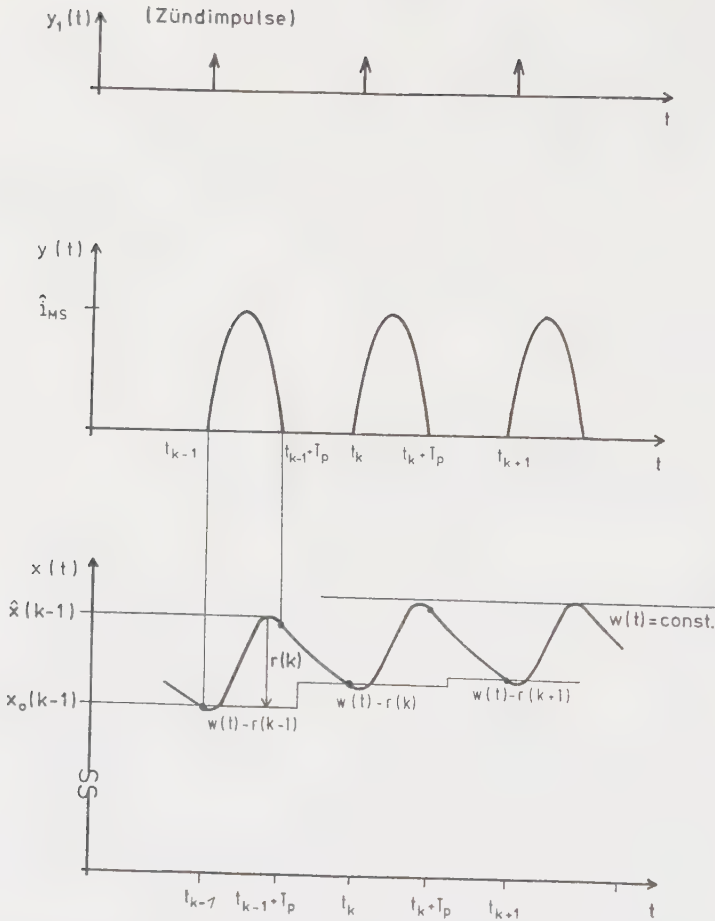


Bild 8.4.1-3: Verlauf der Signalgrößen bei Sinushalbschwingungen als Stellimpuls

Am prinzipiellen Verlauf ändert sich nichts gegenüber dem Bild 8.4.1-2. Der Unterschied besteht lediglich darin, daß die Scheitelwerte $\hat{x}$ nicht mehr am Schluß des jeweiligen Stellimpulses auftreten und die Differenz $d = \hat{x} - x_0$ nicht mehr gleich der Welligkeit ist.

Wie noch zu zeigen ist, nimmt die Differenz $d(k)$ bei konstanten Stellimpulsen mit zunehmendem Wert von $u_R(t)$ ab. Dies ist in den Bildern 8.4.1-2 und 8.4.1-3 berücksichtigt. Wäre diese Differenz und damit auch die Welligkeit konstant, so würde in den gezeigten Diagrammen bereits der dem k -ten Stellimpuls zugehörige Scheitelwert $\hat{x}(k)$ den Sollwert $w(t)$ erreichen. Statt dessen erfolgt lediglich ein aperiodisches Einlaufen der Regelgröße in den stationären Endwert, der gleich der konstanten Führungsgröße ist.

Unter Verwendung der in [44: Kap. 2.4] benutzten Darstellungsart läßt sich das Impulselement des so entworfenen Reglers mit dem folgenden Diagramm charakterisieren:

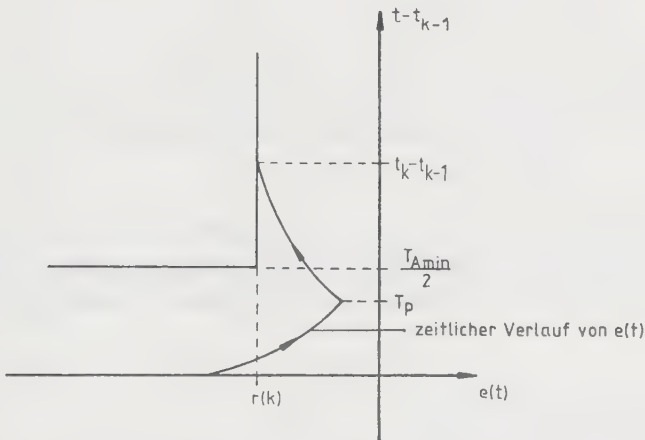


Bild 8.4.1-4: Kennlinienverlauf des Impulselementes zur Erzeugung des k -ten Stellimpulses

In dieser Abbildung sind rechteckförmige Stellimpulse vorausgesetzt, der zeitliche Verlauf von $e(t)$ entspricht somit demjenigen von Bild 8.4.1-2. Eine Verwendung von Sinushalbschwingungs-Stellimpulsen nach Bild 8.4.1-3 wäre lediglich im Verlauf von $e(t)$ zu berücksichtigen.

Nach Erreichen des Zündzeitpunktes t_k wird die Ansprechschwelle r neu gesetzt und das Diagramm nach Bild 8.4.1-4 ist nun zur Erzeugung des $(k+1)$ -ten Stellimpulses sinngemäß zu verwenden.

Eine Besonderheit ergibt sich beim Hochlauf, wenn sich der Istwert noch weit entfernt vom Sollwert befindet. Entsprechend dem Bild 8.4.1-5 wird dann mit maximaler Ansteuerfrequenz gearbeitet.

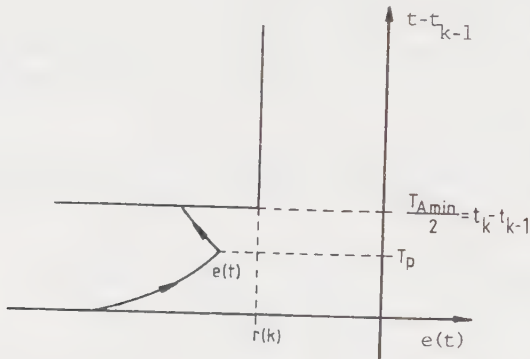


Bild 8.4.1-5: Erzeugung des k-ten Stellimpulses mit maximaler Ansteuerfrequenz

Dieses Impulselement läßt sich keinem der in [44: Kap. 2.4] zusammengestellten Arten von Pulsfrequenzmodulatoren direkt zuordnen. Die meiste Ähnlichkeit ist wohl noch mit dem Neuro-Pulsfrequenz-Modulator (NPFM) vorhanden.

8.4.2 Stabilitätsuntersuchung

Wegen der gepulsten Stellenergie und der damit verbundenen Welligkeit der Röntgenröhrenspannung kann der vorliegende Regelkreis bezüglich der Größe $u_R(t)$ nicht asymptotisch stabil sein.

Da aber nur die Scheitelwerte $\hat{u}_R(k)$ der Röntgenröhrenspannung als Istwert der Regelgröße verwendet werden, ist die Frage offen, ob bezüglich dieses Scheitelwertes asymptotische Stabilität herrscht.

Zur Beweisführung wird die Methode von Ljapunov verwendet, wie sie in [44: Kap. 4.2] für die speziellen Gegebenheiten der PFM-Regelkreise formuliert wurde.

Die zur Stabilitätsuntersuchung verwendete physikalische Größe ist die Regeldifferenz $e(t)$ (Bild 8.4.1-1):

$$e(t) = w(t) - x(t) \quad (8.4.2-1)$$

mit $w(t) = W = \text{const.}$

Die dem k -ten Stellimpuls zugeordnete Regelabweichung ist:

$$e(k) = W - \hat{x}(k) \quad (8.4.2-2),$$

wobei $\hat{x}(k)$ der zum k -ten Stellimpuls gehörende Scheitelwert von $x(t)$ ist (Bild 8.4.1-1 und Bild 8.4.1-2).

Die Stabilitätsuntersuchung wird für die rechteckförmigen Stellimpulse durchgeführt, für die Sinushalbschwingungen oder die Originalkurvenform als Stellimpuls gelten die weiteren Überlegungen sinngemäß.

$$V(e(k)) = e^2(k) \quad (8.4.2-3)$$

sei eine skalare Ljapunovfunktion. Asymptotische Stabilität im Großen ist dann gegeben, wenn gilt (Theorem 4.2-1 aus [44]):

$$1) V(e) > 0 \quad \text{für alle} \quad ||e|| > 0$$

$$2) V(e) \rightarrow \infty \quad \text{nur für} \quad ||e|| \rightarrow \infty$$

$$3) V(e) = 0 \quad \text{für} \quad ||e|| = 0$$

Weiterhin muß $\Delta V = V(e(k+1)) - V(e(k))$ die folgenden Eigenschaften besitzen:

$$4) \Delta V(k) < 0 \quad \text{für alle} \quad e^2(k) > 0$$

$$5) \Delta V(k) = 0 \quad \text{für} \quad e^2(k) = 0$$

Die Forderungen 1) bis 3) sind aufgrund der Definition nach Gl. (8.4.2-3) unmittelbar erfüllt.

Ehe untersucht werden kann, ob das System auch den Forderungen 4) und 5) genügt, sind noch einige Vorüberlegungen erforderlich.

Zunächst wird gezeigt, daß die Differenz d mit zunehmendem Betrag von x_0 , bzw. u_{R0} kleiner wird.

Nach den Gln. (8.4.1-2) bis (8.4.1-4) gilt:

$$d(k) = k_T (\hat{u}_R(k) - u_{R0}(k)) \quad (8.4.2-4).$$

Im vorliegenden Fall rechteckförmiger Stellimpulse gilt für den Scheitelwert

$$\hat{u}_R(k) = u_{RT_p}(k), \quad (8.4.2-5),$$

so daß man mit Gl.(8.3.2-8) findet:

$$d(k) = k_T (\hat{i}_{MR} R_R - u_{R0}(k)) (1 - e^{-T_p/T_H}) \quad (8.4.2-6).$$

Anhand des folgenden Bildes soll der Regelvorgang veranschaulicht werden.

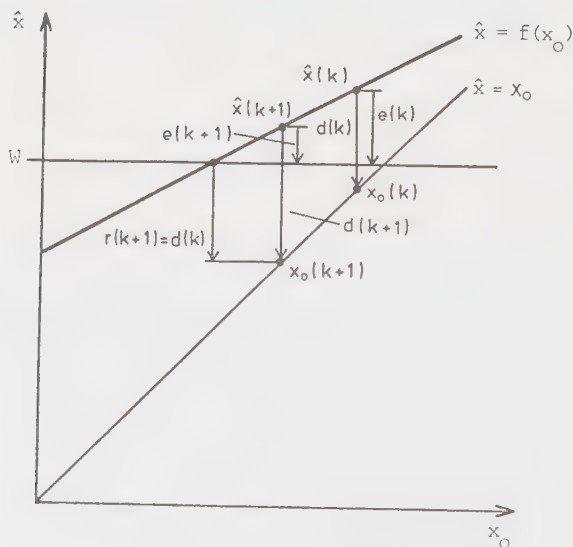


Bild 8.4.2-1: Erläuterung des Regelvorgangs

- a) Zunächst wird der Fall betrachtet, daß der Istwert größer ist als der Sollwert. Es seien beim k-ten Stellimpuls die Werte $x_0(k)$ und $\hat{x}(k)$ aufgetreten. Die gemessene Differenz $d(k)$ dient für den (k+1)-ten Stellimpuls als Ansprechschwelle $r(k+1)$, die Zündung erfolgt also beim Pegel $x_0(k+1)$, der Scheitelwert nimmt den Wert $\hat{x}(k+1)$ an. Da $d(k+1)$ nach Gl. (8.4.2-4) größer sein muß als $d(k)$, gilt:

$$\hat{x}(k+1) > W \quad (8.4.2-7).$$

Andererseits ist aber

$$\hat{x}(k+1) < \hat{x}(k) \quad (8.4.2-8),$$

denn $\hat{x}(k+1) \geq \hat{x}(k)$ wäre nur möglich, wenn auch $x_0(k+1) \geq x_0(k)$ wäre, was dem zugrunde gelegten Regelprinzip zuwiderlaufen würde.

Es gilt somit:

$$W < \hat{x}(k+1) < \hat{x}(k) \quad (8.4.2-9)$$

und damit auch

$$0 < e(k+1) < e(k) \quad (8.4.2-10).$$

Also erhält man:

$$\Delta V(k) = V(e(k+1) - e(k))$$

$$\Delta V(k) = e^2(k+1) - e^2(k) < 0 \quad (8.4.2-11).$$

Dieses Ergebnis würde nur dann nicht gelten, wenn in Gl. (8.4.2-6) $\hat{i}_{MR} R_R < u_{Ro}(k)$ wäre, was bedeuten würde, daß der Leistungsteil für den interessierenden Bereich zu schwach dimensioniert ist. Dieser Fall ist auszuschließen.

- b) Für den Fall, daß der Istwert $\hat{x}(k)$ kleiner ist als der Sollwert, gelten die Überlegungen sinngemäß in umgekehrter Richtung und führen ebenfalls auf Gl. (8.4.2-11).

Damit ist die vierte Forderung erfüllt.

- c) Gilt für den k-ten Stellimpuls

$$\hat{x}(k) = W \quad (8.4.2-12),$$

dann wird die Ansprechschwelle $r(k+1)$ des nächsten Stellimpulses nach dem zugrundegelegten Reglerprinzip gleich der Ansprechschwelle $r(k)$ sein, so daß auch die fünfte Forderung nach Ljapunov erfüllt ist.

Unter den gegebenen Voraussetzungen konstanter Stellimpulse $\hat{i}_{MR}$ und konstanten Röhrenwiderstandes R_R ist der PFM-Regelkreis bezüglich der Scheitelwerte $\hat{x}(k)$ der Regelgröße somit asymptotisch stabil im Großen.

8.4.3 Praktische Messungen und ihre Auswertung

Nach dem Konzept von Kapitel 8.4.1 ist ein PFM-Regler aufgebaut worden [48].

In den Fällen, wo die Voraussetzung konstanter Schwingungspulse zutrifft, konnten die Stabilitätsaussagen des Kap. 8.4.2 bestätigt werden. Dies betrifft alle Arbeitspunkte, in denen immer eindeutig lückender Betrieb oder eindeutig nichtlückender Betrieb auftritt. Die ersteren sind Punkte kleiner Leistung, die zweiten Punkte, in denen an der Leistungsgrenze gearbeitet wird ($f_A \approx 5 \text{ kHz}$).

Bild 8.4.3-1 zeigt ein Beispiel für lückenden Betrieb.

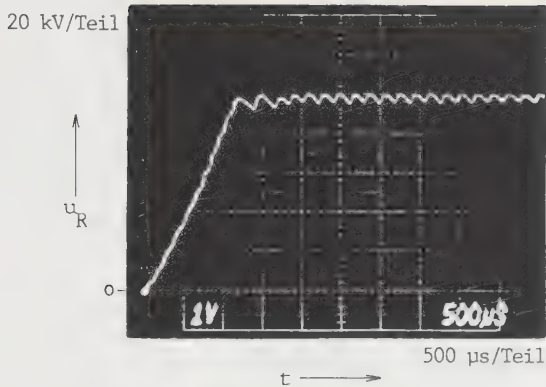


Bild 8.4.3-1: Oszillogramm der Röntgenröhrenspannung (100 kV / 400 mA)
Lückbetrieb, $U_Z = 355 \text{ V}$

Im stationären Fall gilt: $f_A \approx 2,5 \text{ kHz}$

Die etwas überhöhte Welligkeit unmittelbar nach dem Ende der Hochlaufphase hat folgende Ursache: Während des Hochlaufs stellt der Regler automatisch die Maximalfrequenz ein. Die dabei auftretenden Wechselrichterschwingungen sind größer als diejenigen des stationären Falls (siehe z.B. Bild 5.8.1-2b).

Da diese Resonanzüberhöhungen erst abklingen müssen, ergibt sich für etwa 2 Pulse eine höhere Welligkeit, was aber in keiner Weise stört.

Während bei eindeutig lückendem oder nichtlückendem Betrieb der Regelkreis somit das erwartete Verhalten zeigte, stellten sich in der Umgebung der Lückgrenze Grenzzyklen in Form von Doppelpulsen ein.

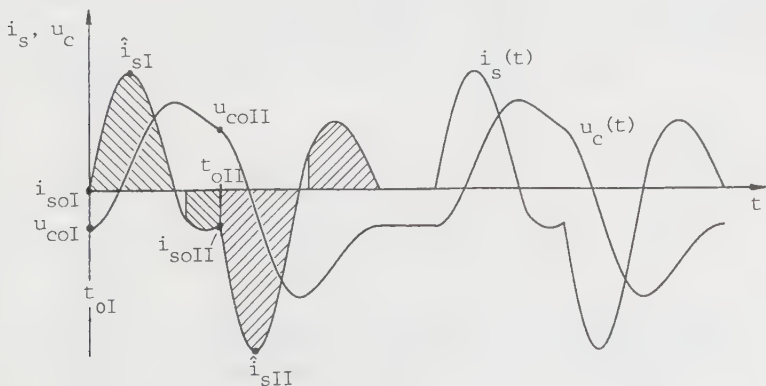


Bild 8.4.3-2: Doppelpulse

Für den ersten Puls (I) gelten die Anfangsbedingungen u_{coI} und i_{soI} (mit $i_{soI} = 0$), für den zweiten Puls (II) die Anfangsbedingungen u_{coII} und i_{soII} . Da i_{coII} und u_{coII} vom Betrag her größer sind als i_{soI} und u_{coI} , ist die Amplitude des zweiten Pulses $\hat{i}_{sII}$ vom Betrag her größer als die Amplitude des ersten Pulses $\hat{i}_{sI}$. Dementsprechend ist auch die Stromzeitfläche des zweiten Pulses (Schraffur:////) größer als die Stromzeitfläche des ersten Pulses (Schraffur:\\\\), wobei die Stromzeitflächen, die zur Umladung der Wicklungskapazität dienen, bereits ausgespart sind.

Wie es zu diesen Doppelpulsen kommt, läßt sich leichter erklären, wenn man die Wechselrichterpulse nach Kap. 8.3.2 durch flächengleiche Rechtecke der Pulsdauer T_p nähert.

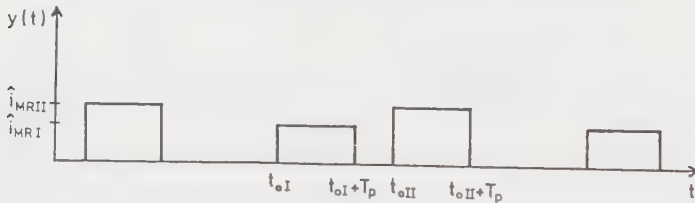


Bild 8.4.3-3: Doppelpulse, genähert durch flächengleiche Rechteckpulse

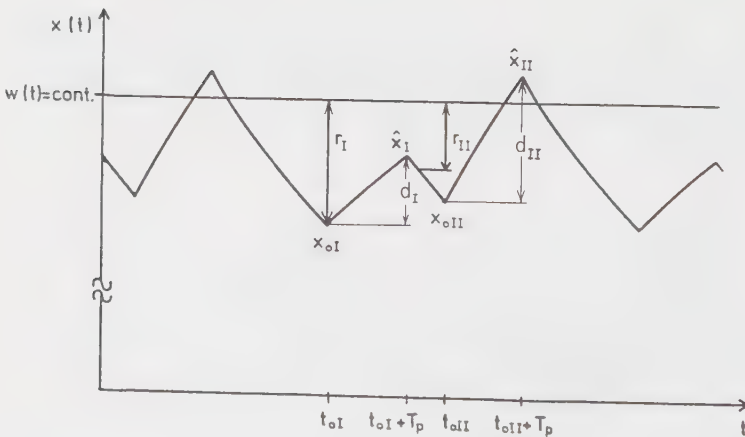


Bild 8.4.3-4: Hochspannungsverlauf bei auftretenden Doppelpulsen an der Lückgrenze; Impuls I nichtlückend, Impuls II lückend.

Die Ansprechschwelle r_I des ersten Pulses (I) entspricht der Differenz

$$d_{II} = \hat{x}_{II} - x_{oII} \quad (8.4.3-1)$$

des vorausgegangenen großen Pulses (eingeschwungener Zustand vorausgesetzt). Da der erste Puls (I) kleiner ist

$$d_I = \hat{x}_I - x_{oI} < d_{II}, \quad (8.4.3-2),$$

erreicht der Scheitelwert der Röntgenröhrenspannung nicht den Sollwert:

$$\hat{x}_I < W \quad (8.4.3-3).$$

Für den zweiten Puls gilt die Ansprechschwelle

$$r_{II} = d_I \quad (8.4.3-4).$$

Tritt nun der Fall auf, wie in Bild 8.4.3-4 dargestellt, daß zum frühestmöglichen Zündzeitpunkt t_{oII} der Istwert bereits tiefer liegt als die Ansprechschwelle

$$x_{oII} < W - r_{II} \quad (8.4.3-5),$$

so gibt der Regler sofort die Zündung des nächsten Wechselrichterpulses frei. Wegen des nun größeren zweiten Pulses (II) wird der Sollwert überschritten, der beschriebene Vorgang beginnt von neuem und es kann ein stabiler Grenzzyklus entstehen.

Der Grund für die Grenzzyklen liegt somit darin, daß beim schnellen Übergang vom lückenden in den nichtlückenden Betrieb die Wechselrichterpulse nicht mehr konstant sind und damit eine wesentliche Voraussetzung, unter der der Regler konzipiert wurde, nicht erfüllt ist.

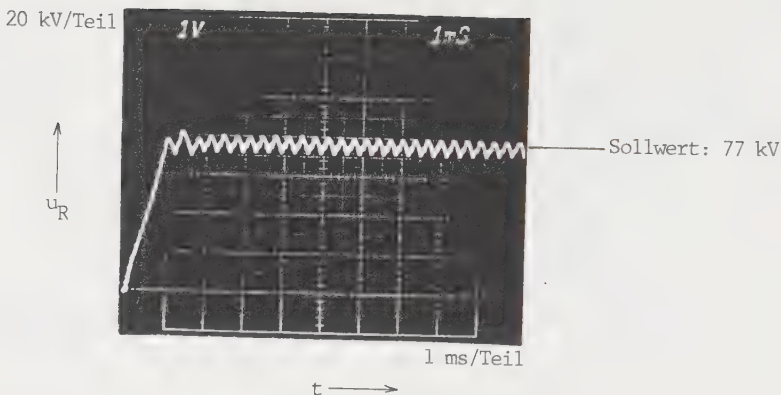


Bild 8.4.3-5: Oszillogramm der Röntgenröhrenspannung

Arbeitspunkt: 77 kV, 450 mA, $U_Z = 325$ V

Im stationären Fall ist die mittlere Ansteuer-
frequenz: $f_A \approx 3,2$ kHz

In Bild 8.4.3-5 sind Grenzyklen in Form der beschriebenen Doppelpulse aufgetreten. Analog zur Darstellung von Bild 8.4.3-4 ist die Welligkeit größer als bei Arbeitspunkten, bei denen keine Doppelpulse zu beobachten sind (z.B. Bild 8.4.3-1). Weiterhin liegt der Scheitelwert über dem Sollwert (vergleiche mit Bild 8.4.3-4). Dieses Regelverhalten ist als unbefriedigend zu betrachten.

Gedanken zur Abhilfe:

- 1) Die Stromzeitfläche des zweiten Wechselrichterpulses (II) in Bild 8.4.3-2 hängt ab vom Zündzeitpunkt t_{oII} . Der zweite Puls wird um so kleiner, je später die Zündung erfolgt. Ist die Lückgrenze erreicht, so bleibt der zweite Puls für alle größeren Zeiten von t_{oII} konstant. Dieser Zusammenhang läßt sich berücksichtigen, wenn man die Reglerkennlinie nach Bild 8.4.1-4 erweitert.

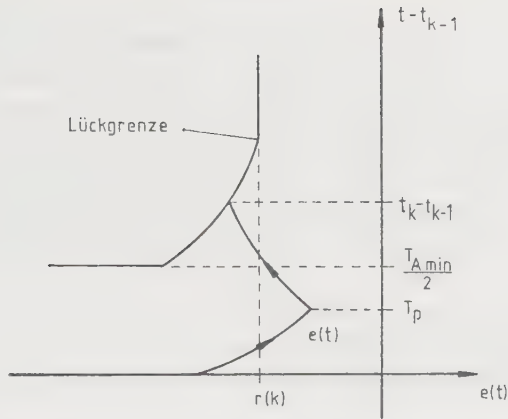


Bild 8.4.3-6: Berücksichtigung der Impulsgröße des k-ten Impulses in Abhängigkeit vom Zündzeitpunkt

Leider ist der Einfluß des Zündzeitpunktes auf die Amplitude des zweiten Pulses arbeitspunktabhängig:

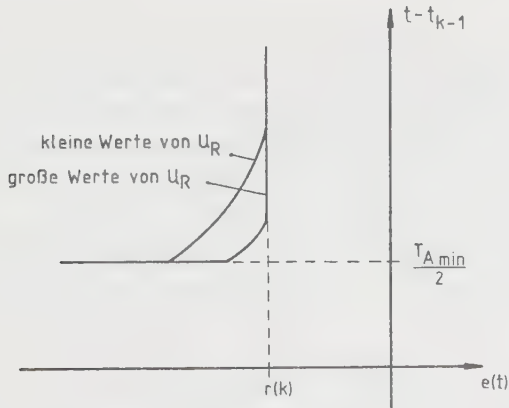


Bild 8.4.3-7: Arbeitspunktabhängigkeit der Amplitudenkorrektur

Da in die Korrektur nach Bild 8.4.3-7 auch noch die Phasenlage der Zündung des ersten Schwingungspulses nach Bild 8.4.3-2 mit eingeht, wird der Aufwand, dies alles zu berücksichtigen, sehr groß.

- 2) Eine weitere Möglichkeit, Grenzyklen zu vermeiden, besteht darin, die Ansprechschwelle $r(k)$ nicht von Puls zu Puls zu verändern, sondern langsam in Form einer gleitenden Mittelwertbildung. Versuche haben gezeigt, daß damit der Regelkreis bezüglich der Grenzyklen nach Bild 8.4.3-2 beruhigt werden kann, doch ist die Reaktion auf Störgrößen sehr langsam und das Einschwingen beim Übergang vom Hochlauf in den stationären Arbeitspunkt verläuft nur dann befriedigend, wenn zusätzliche Eingriffe stattfinden.

Bei Durchführung all dieser Maßnahmen verliert der Regler die einfache Struktur, die in Kapitel 8.4.1 konzipiert worden ist, so daß kein Vorteil mehr gegenüber dem im nächsten Kapitel vorgestellten zweiten Reglerentwurf besteht.

Anmerkung:

In neueren Arbeiten über PFM-Regler [48] werden auch nichtkonstante Stellpulse berücksichtigt. Die dortigen Ergebnisse lassen sich auf das vorliegende Problem jedoch nicht übertragen.

Ein weiterer Nachteil des Reglerkonzepts nach Kap. 8.4.1, der weniger im Prinzipiellen als mehr im Praktischen liegt, besteht darin, daß der Regler sehr empfindlich gegen Störungen auf dem Istwertsignal ist. Eine nennenswerte Glättung dieses Signals ist nicht möglich, da der Regler den unverfälschten Signalverlauf zur einwandfreien Funktion benötigt.

Aus all den beschriebenen Gründen ist dieses Reglerkonzept nicht weiter verfolgt worden.

8.5 Entwurf eines integralen PFM-Reglers

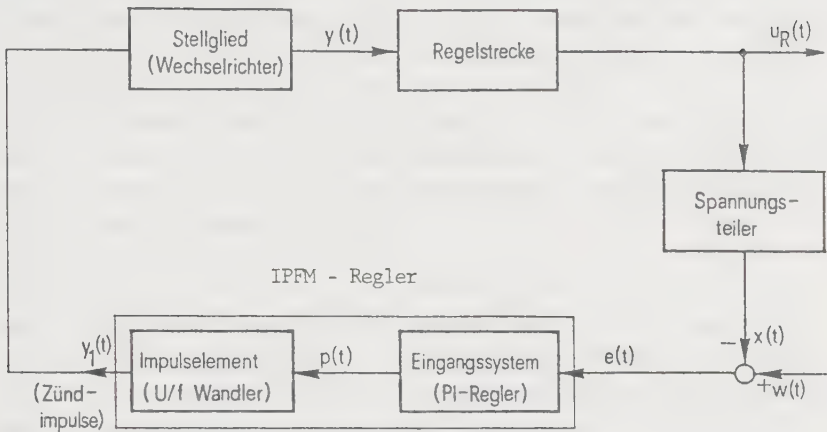


Bild 8.5-1: Konzept eines integralen PFM-Reglers

Aufgrund des Aufbaus handelsüblicher elektronischer Spannungs-Frequenz-Wandler (U/f-Wandler), die dann einen Impuls abgeben, wenn das Integral der Eingangsgröße $p(t)$ eine festgelegte Schwelle erreicht hat, zeigt dieser PFM-Regler das Verhalten nach dem Diagramm von Bild 8.2-3. Somit handelt es sich nach der Terminologie von [45: Kap. 2.4] um einen IPFM-Regler (Integral-Pulsfrequenz-Modulation). Die Einschränkung gegenüber Bild 8.2-3 liegt darin, daß nur positive Werte von $p(t)$ zu Zündimpulsen führen, da nur positive Stellimpulse möglich sind.

Die Dimensionierung des Eingangssystems (im üblichen Sinn der eigentliche Regler) kann zweckmäßigerweise nach Kriterien der Theorie linearer Regelkreise vorgenommen werden.

Die eigentliche Regelstrecke besitzt nach Abschnitt 8.3.1 PT_1 -Struktur. Das Impulselement (U/f-Wandler) ist ein Integrator, der einen Impuls abgibt, sobald das Integral von $p(t)$ eine definierte Schwelle erreicht hat.

Eine lineare Näherung dieses Verhaltens ist durch ein Totzeitglied möglich, wobei die Totzeit variabel ist und von der im jeweiligen Arbeitspunkt auftretenden Ansteuerfrequenz abhängt.

Interpretiert man die Reihenschaltung von Impulselement, Stellglied und Regelstrecke für den PI-Regler ($\hat{=}$ Eingangssystem) als Gesamtstrecke, so hat man es mit einer PT_1T_t -Strecke zu tun.

Wegen des großen Arbeitsbereichs (Bild 5.8.6-2) sind sowohl der Übertragungsfaktor als auch die Zeitkonstante des PT_1 -Anteils (die eigentliche Regelstrecke) arbeitspunktabhängig, wobei der Variationsbereich dieser Parameter das Verhältnis 1000 : 1 erreicht. Weiterhin ist, wie bereits erwähnt, die Totzeit, welche das Impulselement nähert, ebenfalls arbeitspunktabhängig. Aus diesen Gründen ist es nicht möglich, für den gesamten Arbeitsbereich mit einer einzigen Dimensionierung des PI-Reglers (Eingangssystem) auszukommen.

Das bedeutet aber keine besondere Schwierigkeit, da die Arbeitspunkte bekannt sind und der PI-Regler sowohl vor dem Einschalten der Röntgenaufnahme als auch während ihres Verlaufs an den jeweiligen Arbeitspunkt angepaßt werden kann.

Die Variation der Reglerparameter kann sowohl mit üblichen elektronischen Bausteinen, wie z. B. Komparatoren und Analogschaltern als auch mit Unterstützung eines Mikro-Computers durchgeführt werden. Beide Wege wurden erfolgreich beschritten. Der letzteren Möglichkeit ist wegen der größeren Flexibilität eindeutig der Vorzug zu geben.

Näher soll auf die Dimensionierung dieses zweiten Regler-Entwurfs nicht eingegangen werden, da sie unter den genannten Bedingungen keine nennenswerten Schwierigkeiten bereitet.

Erwähnt werden soll abschließend, daß die Oszillogramme des Kap. 6 mit einem derartigen Regler aufgenommen wurden.

9. Zusammenfassung

Es wird gezeigt, daß der Einsatz von Serienschwingkreiswechselrichtern zur Spannungsversorgung von Röntgenröhren erhebliche Vorteile gegenüber konventionellen Schaltungen bietet. Neben der Möglichkeit eines räumlich kompakten Aufbaus hat sich vor allem die schnelle Regelbarkeit der Röntgenröhrenspannung durch die Ansteuerfrequenz f_A als besonders wesentlicher Gewinn herausgestellt. Das Ergebnis ist eine hohe Genauigkeit der Röntgenröhrenspannung auch bei kurzen Belichtungszeiten. Auf bisher notwendige genaue Voreinstellungen kann verzichtet werden.

Nach kurzer Einführung in die Grundlagen der Röntgentechnik werden mehrere mögliche Wechselrichterschaltungen verglichen. Dabei stellt sich der Serienschwingkreiswechselrichter als der bestgeeignetste Wechselrichter heraus. Neben einem geringen Aufwand an Bauelementen (z.B. im Vergleich zum Rechteckumrichter) bietet er vor allem bei kurzen Aufnahmezeiten die leichteste Möglichkeit der Regelung der Röntgenröhrenspannung über einen großen Variationsbereich der Röntgenröhrenleistung.

Zur Berechnung des stationären Betriebsverhaltens wird ein Modell entwickelt, in welchem die Last durch eine Gegenspannung darstellbar ist. Aus dem ermittelten Schwingverhalten kann die Schonzeit der Thyristoren bestimmt werden. Weiterhin wird eine Schwingbedingung abgeleitet, die eine exakte Aussage über die Höhe der maximal zulässigen Gegenspannung ermöglicht. Die Erweiterung des Ersatzschaltbildes um die Wicklungskapazität der Hochspannungstransformatoren führt auf Rechenergebnisse, die keine nennenswerten Unterschiede mehr zu gemessenen Kurven zeigen. Mit diesen Analyseergebnissen lassen sich alle Diagramme gewinnen, die zur Dimensionierung von Serienwechselrichtern mit Gegenspannungslast benötigt werden.

Ausgehend von gemessenen Daten erfolgt ein Ausblick über die Möglichkeiten eines mehrphasigen Betriebs, vor allem um eine noch kleinere Welligkeit der Röntgenröhrenspannung und eine noch bessere Konstanz der Röntgenstrahlungspulse, besonders bei sehr kurzen Belichtungszeiten zu erzielen.

Im letzten Abschnitt wird der Regelkreis der Röntgenröhrenspannung als pulsfrequenzmoduliertes (PFM) Regelsystem untersucht. Diese Beschreibung kommt der physikalischen Realität am nächsten, da die Stellenergie in quantisierter Form vorliegt. Bei einem daraufhin entworfenen PFM-Regler einfacher Struktur treten alternierende Pulse auf, weil die der Dimensionierung zugrunde liegende Voraussetzung konstanter Wechselrichterpulse nicht exakt genug zutrifft. Die Dimensionierung eines integralen PFM-Reglers wird durch Linearisierung des Regelkreises wesentlich erleichtert. Mit diesem Regler läßt sich die angestrebte hohe Genauigkeit der Röntgenröhrenspannung auch bei kurzen Belichtungszeiten erreichen.

10. Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen und Symbole

Den Formelzeichen liegen hauptsächlich die Richtlinien nach DIN 1311 [49], DIN 5483 [50], DIN 6814 [5] und DIN 40110 [51] zugrunde.

In den wenigen Fällen, in denen Symbole und Formelzeichen doppelt verwendet wurden, ist eine Verwechslung ausgeschlossen.

a_z	Koeffizient
b_z	Koeffizient
C_{g1}	Glättungskapazität
C_H	Hochspannungskapazität
C_K	Hochspannungskabelkapazität
C'_K	Kapazitätsbelag der Hochspannungskabel
C_L	Ladekapazität, allgemein
C_R	Reihenschaltung von C_w und C_s
C_s	Schwingkreiskapazität
C_w	Wicklungskapazität (primärseitig) beider parallelgeschalteter Hochspannungstransformatoren
c_z	Koeffizient
d	Differenz zwischen $\hat{x}$ und x_o
D	Diode
D	Energiedosis* der Röntgenstrahlung
$\dot{D}$	Energiedosisleistung der Röntgenstrahlung
DL	Diode im Löschkreis
d_z	Koeffizient
$e(t)$	Eingangsgröße des PFM-Reglers (Regeldifferenz)
$\ e(t)\ $	Euklidische Norm zu $e(t)$
f_A	Ansteuerfrequenz
f_d	Eigenfrequenz des gedämpften Schwingkreises
f_o	Kennfrequenz zu f_d

* Die Energiedosis D bezeichnet die durch Ionisation absorbierte Energie je Massenelement; wie bei allen Dosisgrößen handelt es sich damit um den Begriff einer Dichte.

$F_S(s)$	Übertragungsfunktion der Regelstrecke
$i_L(t)$	Laststrom, allgemein
$\hat{i}_{MR}$	Scheitelwert eines zu $\frac{ i_{SR} }{4U}$ flächengleichen Rechteckstromes
$\hat{i}_{MS}$	Scheitelwert einer zu $\frac{ i_{SR} }{4U}$ flächengleichen Sinushalbschwingung
$i_R(t)$	Anodenstrom der Röntgenröhre
$\bar{I}_R$	Mittelwert des Röntgenröhrenstromes und damit Nominalwert
$i_S(t)$	Schwingstrom
$\hat{i}_S$	Scheitelwert des Schwingstromes
$I_S(s)$	Laplacetransformierte zu $i_S(t)$
$i_{sa}(t), i_{sb}(t)$	Komponenten von $i_S(t)$
$i_{sg}(t)$	von u_g verursachter Anteil von $i_S(t)$
$i_{sgo}(t)$	Zeitlich begrenzte Funktion zu $i_{sg}(t)$
$i_{sgp}(t)$	stationären periodischer Anteil von $i_{sg}(t)$
$i_{SR}(t)$	Wechselrichterschwingung, ohne den Anteil, der die Wicklungskapazität umlädt
$ i_{SR}(t) $	Gleichrichtwert zu $i_{SR}(t)$
$I_{s\nu}(s)$	Als Stromquelle gedachte Anfangsbedingung von $I_S(s)$ zum Zeitpunkt t_ν
$i_{s\nu}$	Augenblickswert $i_S(t_\nu)$
$i_{SR}(t), i_{SS}(t),$	
$i_{ST}(t)$	Schwingströme beim Dreiphasenwechselrichter
$i_{sz}(t)$	Von U_z verursachter Anteil von $i_S(t)$
$i_{szo}(t)$	Zeitlich begrenzte Funktion zu $i_{sz}(t)$
$i_{szp}(t)$	Stationärer periodischer Anteil zu $i_{sz}(t)$
I_Z	Zwischenkreisstrom
k_d	Koeffizient
k	Korrekturfaktor zur Bestimmung der Röntgenröhrenleistung

k	Laufvariable zur Kennzeichnung des k -ten Stellimpulses
k_T	Teilerfaktor zur Messung der Röntgenröhrenspannung
L_{g1}	Glättungsinduktivität
L_H	Hauptinduktivität (primärseitig) beider parallel-geschalteter Hochspannungstransformatoren
L_l	Leitungsinduktivität
L_s	Schwingkreisinduktivität
L_σ	Streuinduktivität (primärseitig) beider parallel-geschalteter Hochspannungstransformatoren
m	Modulationsfaktor
M	Scheitelwert eines rechteckförmigen Stellimpulses
n	Exponentialfaktor
$N(s)$	Nennerpolynom
$p(t)$	Eingangsgröße des Impulselements eines PFM-Reglers
$p_i(t)$	Initiallast (kontinuierlich fallende Last)
P_R	Röntgenröhrenleistung
Q_{g1}	Elektr. Ladung der Hochspannungsglättungskapazität
$\tilde{Q}_{g1}$	Dosiswirksamer Anteil von Q_{g1}
Q_R	Durch die Röntgenröhre fließende Ladung
ΔQ_{SR}	Ladung einer Wechselrichterschwingung (primärseitig), ohne den Anteil, der die Wicklungskapazität umlädt
r	Ansprechschwelle des Impulselements
R_{Cu}	Wicklungswiderstand (primärseitig) beider parallel-geschalteter Hochspannungstransformatoren
R_D	Dämpfungswiderstand
R_{Fe}	Eisenverlustwiderstand (primärseitig) beider parallel-geschalteter Hochspannungstransformatoren
R_i	Innenwiderstand
R_L	Lastwiderstand, allgemein
R_R	Ersatzwiderstand der Röntgenröhre
R_S	Schwingkreiswiderstand

R_{SW}	Schutzwiderstand
s	Variable der Laplacetransformation
s_{∞}	Pol einer Übertragungsfunktion
t, τ	Zeitvariable
T	Periodendauer einer Wechselrichterschwingung
T	Thyristor
T_A	Periodendauer der Wechselrichteransteuerung
T_B	Belichtungszeit
T_H	Zeitkonstante des Hochspannungskreises
TL	Thyristor im Löschkreis
t_q	Thyristorfreiwerdezeit
T_p	Pulsdauer
t_s	Thyristorschonzeit
$u_c(t)$	Spannung am Schwingkreiskondensator
$\hat{u}_c$	Scheitelwert von $u_c(t)$
$U_c(s)$	Laplacetransformierte zu $u_c(t)$
$\bar{U}_c(s)$	Spannung am zu Beginn der Schwingung energiefrei gedachten Schwingkreiskondensator
$u_{cw}(t)$	Spannung an der Wicklungskapazität
$U_{cw}(s)$	Laplacetransformierte zu $u_{cw}(t)$
$U_{cv}(s)$	Als Spannungsquelle gedachte Anfangsbedingung von $U_c(s)$ zum Zeitpunkt t_v
u_{cv}	Augenblickswert $u_c(t_v)$
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis eines Hochspannungstransformators
$u_g(t)$	Gegenspannung
$\hat{u}_g$	Scheitelwert der Gegenspannung
$u_L(t)$	Lastspannung, allgemein
$u_L(t)$	Spannung an der Schwingkreisinduktivität
$U_L(s)$	Laplacetransformierte zur Spannung an der Schwingkreisinduktivität

$u_R(t)$	Anodenspannung an der Röntgenröhre
$U_R(s)$	Laplacetransformierte zu $u_R(t)$
$\hat{u}_R$	Scheitelwert und damit Nominalwert der Röntgenröhrenspannung
$\check{u}_R$	Minimalwert der Röntgenröhrenspannung
u_{Rv}	Augenblickswert $u_R(t_v)$
$\hat{u}_{RS}$	Rechengröße
$u_S(t)$	Spannung am Serienschwingkreis
$U_S(s)$	Laplacetransformierte zu $u_S(t)$
$u_{so}(t)$	Zeitlich begrenzte Funktion zu $u_S(t)$
U_Z	Zwischenkreisspannung (Gleichspannung)
VH	Hochspannungsgleichrichter
$V(e(t))$	Ljapunovfunktion
w	Welligkeit (Pulsation) der Röntgenröhrenspannung
$w(t)$, W	Führungsgröße des Röhrenspannungsregelkreises
$x(t)$	Regelgröße des Röhrenspannungsregelkreises
$\hat{x}$	Scheitelwert und damit Nominalwert der Regelgröße
x_v	Augenblickswert $x(t_v)$
$y(t)$	Stellgröße
$Y(s)$	Laplacetransformierte zu $y(t)$
$y_1(t)$	Ausgangsgröße des Impulselements
Z	Schwingkreisimpedanz
$Z_1(s)$, $Z_2(s)$	Zählerpolynome
Z_r	Schwingkreisimpedanz bei Reihenschaltung von C_w und C_s
β	Löschwinkel des Parallelschwingkreiswechselrichter
φ	Löschwinkel des Serienschwingkreiswechselrichters
δ	Abklingkoeffizient des Serienschwingkreises
$\delta_{-1}(t)$	Einheitssprungfunktion
ϑ	Dämpfungsgrad des Serienschwingkreises

ϑ_r	Dämpfungsgrad bei Reihenschaltung von C_w und C_s
ω	Kreisfrequenz
ω_A	Ansteuerkreisfrequenz
ω_d	Eigenkreisfrequenz des gedämpften Schwingkreises
ω_0	Kennkreisfrequenz zu ω_d
ω_{rd}	Eigenkreisfrequenz des gedämpften Schwingkreises bei Reihenschaltung von C_w und C_s
ω_{r0}	Kennkreisfrequenz zu ω_{rd}

11. Literaturverzeichnis

- [1] Krestel, E.: Bildgebende Systeme für die medizinische Diagnostik. Siemens AG Berlin, München, 1980
- [2] Hoxter, E.A.: Röntgenaufnahmetechnik. Siemens AG Berlin, München, 1982
- [3] Aichinger, H.: Gesichtspunkte und Folgerungen bei der automatischen Belichtung von Schichtaufnahmen. Electromedica Heft 2 (1971) 36 - 43
- [4] Meiler, J.: Die in der Röntgendiagnostik verwendeten Spannungs-kurvenformen und ihr Einfluß auf Bildqualität und Röhrenbelastung. Fortschritte Röntgenstrahlen 72 (1949) 222 - 241
- [5] DIN 6814: Begriffe und Benennungen in der radiologischen Technik. Teil 3: Dosisgrößen und Dosiseinheiten (Entwurf). November 1983. Beuth Verlag Berlin, Köln
Blatt 6: Technische Mittel zur Erzeugung von Röntgen- und Elek-tronenstrahlung. Oktober 1963. Beuth Verlag Berlin, Köln
- [6] IEC 788: Medical Radiology-Terminology. 1984. Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale, Genf
- [7] Ammann, E.: Ein neuer Röntgengenerator für hohe Leistung bei sehr kurzer Belichtungszeit. Dissertation Techn. Univ. Stuttgart, 1974
- [8] Breitling, G.; Noske, E.; Romandi, D.: Polyphos 300 - Ein Mittel-frequenz-Röntgengenerator. Electromedica Heft 4 (1981) 113 - 116
- [9] Ellegast, H.H.; Kloß, R.; Mayr, H.; Ammann, E.; Kühnel, W.: Digitale Subtraktionsangiographie (DSA) in einem universellen Röntgendiagnostikraum mit neuem Multipuls-Hochfrequenzgenerator. Electromedica Heft 1 (1985) 16 - 21
- [10] Heumann, K.: Grundlagen der Leistungselektronik. B.G.Teubner Stuttgart, 1978
- [11] Heumann, K.; Stumpe, A.C.: Thyristoren. B.G.Teubner Stuttgart, 1967
- [12] Jötten, R.: Leistungselektronik. Band 1: Stromrichterschaltungs-technik. Fr. Vieweg u. Sohn Braunschweig 1977
- [13] Meyer, M.: Thyristoren in der techn. Anwendung. Band 1: Strom-richter mit erzwungener Kommutierung. Siemens AG Berlin, Mün-chen, 1967
- [14] Bedford, B.D.; Hoft, R.G.: Principles of Inverter Circuits. Chapter seven: Impuls-Commutated Inverters by W.Mc Murray, New York, London, Sydney, 1964

- [15] Tappeiner, H.: Untersuchung der Kommutierungsvorgänge in selbstgeführten Wechselrichtern in Brückenschaltung für große Leistungen. Dissertation TH Wien, 1971
- [16] Kratz, G.: Röntgenstromversorgung mit 2,5/4 kHz-Wechselrichter. Siemens Entwicklungsbericht, 1978, unveröffentlicht
- [17] Glimski, H.: Schwingkreisumrichter in Thyristortechnik für induktive Erwärmungsanlagen. BBC-Nachrichten (März 1968) 156 - 159
- [18] Conrad, H.: VEM-Handbuch Leistungselektronik. Kap. 3.5.2: Lastgelöschte Wechselrichter, VEB Verlag Technik Berlin, 1976
- [19] Depenbrock, M.: Die Verknüpfung von Frequenz, Dämpfung und Steuerwinkel beim Schwingkreiswechselrichter. Archiv für Elektrotechnik 49 (1964) 234 - 239
- [20] Kanngießer, K.W.: Schwingkreisumrichter für die induktive Erwärmung. BBC-Nachrichten (Dezember 1964) 637 - 645
- [21] Deleroi, W.: Einphasen-Resonanz-Wechselrichter mit überschwingungsarmer Ausgangsspannung. ETZ-A 87 (1966) 233 - 236
- [22] Deleroi, W.: Freischwingender einphasiger Resonanzwechselrichter. ETZ-A 88 (1967) 261 - 266
- [23] Pomper, P.: Über das statische und dynamische Verhalten von Schwingkreis-Wechselrichtern. ETZ-A 92 (1971) 223 - 227
- [24] Nestler, J.: Oberschwingungsverhältnisse bei Schwingkreiswechselrichtern. ETZ-A 99 (1978) 147 - 151
- [25] v.Courbiere, R.: Schwingkreisumrichter zur Batterieladung. ETZ-A 100 (1979) 209 - 212
- [26] Conrad, H.: Thyristorwechselrichter für Induktionserwärmung. Elektrie Heft 10 (1966) 401 - 406
- [27] Autorenkollektiv: Thyristorwechselrichter für die induktive Erwärmung im Bereich von 500 Hz bis 50 kHz. Elektrie Heft 6 (1974) 293 - 301
- [28] Geisel, H.: Das Betriebsverhalten von Schwingkreisumrichtern für induktive Erwärmung. Elektrowärme International 27/6 (1969) 254 - 261
- [29] Nagy, I.: Investigation of a high frequency power supply for induction heating. Elektrowärme International 6/31 (1973) 281 - 287
- [30] Neupauer, H.; Richter, E.: Parallelschwingkreisumrichter für die induktive Erwärmung. Siemenszeitschrift 45 (1971) 601 - 606

- [31] Mc Murray: SCR Inverter Commutated by an Auxiliary Impulse. General Electric Application Note 660.15, February 1967
- [32] Mapham, N.: An SRC Inverter with Good Regulation and Sine-Wave Output. General Electric Application Note 660.16, June 1967
- [33] Convolly, A.: Resonant Bridge Inverter. General Electric Application Note 671.21, February 1970
- [34] Depenbrock, M.: Schwingkreiswechselrichter zur Batterieladung. Ruhr-Univ. Bochum Bericht Nr. 13, 1977, unveröffentlicht
- [35] Feldtkeller, R.: Einführung in die Theorie der Spulen und Übertrager. Teil II: Übertrager. Hirzel-Verlag Stuttgart, 1949
- [36] Arremann, H.: Digitale Simulation von Anlagen der Leistungselektronik. Teil 1: Analyse von elektrischen Mehrpolnetzwerken. Siemens Forschungs- und Entwicklungsbericht 6 (1977) 293 - 299
- [37] Arremann, H.: Digitale Simulation von Anlagen der Leistungselektronik. Teil 2: Anwendung des Mehrpolanalyse-Verfahrens und Nachbildung elektrischer Ventile als Schalter. Siemens Forschungs- und Entwicklungsbericht 6 (1977) 355 - 363
- [38] Arremann, H.: Anleitung zum Gebrauch des Stromrichtersimulationsprogrammes KOPL - Version 2/BS 2000. Teil 1-3. Siemens Entwicklungsbericht, 1981, unveröffentlicht
- [39] Leuchs, M.: Stromrichtersimulationsprogramm KOPL. Programmbau-stein: Magnetisch verkoppelte Induktivitäten. Siemens Entwicklungsbericht, 1980, unveröffentlicht
- [40] Schübler, H.W.: Netzwerke, Signale und Systeme. Bd. 1: Systemtheorie lin. elektr. Netzwerke. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1981
- [41] Rüger, W.: Dreiphasiger Schwingkreiswechselrichter mit Transformatorlast. Diplom-Arbeit D60 am Lehrstuhl f. Elektr. Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, 1981, unveröffentlicht
- [42] Depner, R.: Untersuchung von dreiphasigen Schwingkreiswechselrichterschaltungen mit Hilfe von Netzwerksimulationsprogrammen. Diplomarbeit Fachhochschule Nbg., 1979, unveröffentlicht
- [43] Nestler, J.: Untersuchungen an einem dreiphasigen parallelkompensierten Schwingkreisumrichter. Dissertation TU Berlin, 1975
- [44] Noges, E.; Frank, P.M.: Pulsfrequenzmodulierte Regelungssysteme. R. Oldenbourg München, Wien, 1975

- [45] Frank, P.M.; Wiechmann, H.W.: Analytischer Entwurf von pulsfrequenzmodulierten (PFM) Regelkreisen. Automatisierungstechnik Heft 5 (1985) 148 - 154
- [46] Wiechmann, H.W.: Analytische Berechnung von Grenzschwingungen in PFM-Regelkreisen. Regelungstechnik Heft 3, 1984 97 - 102 und Heft 4 (1984) 131 - 134
- [47] Dillmann, R.: Ein geschlossenes mathematisches Modell für Regelkreise mit Pulsfrequenzmodulation. Dissertation Univ. Karlsruhe, 1980
- [48] Horst, W.: Regelung eines Wechselrichtersystems. Diplomarbeit D106 am Lehrstuhl f. Elektr. Energieversorgung der Univ. Erlangen-Nürnberg, 1984, unveröffentlicht
- [49] DIN 1311: Schwingungslehre - Blatt 2: Einfache Schwinger. Dezember 1974, Beuth Verlag Berlin, Köln
- [50] DIN 5483: Zeitabhängige Größen - Teil 2: Formelzeichen. September 1982, Beuth Verlag Berlin, Köln
- [51] DIN 40110: Wechselstromgrößen. Oktober 1975. Beuth Verlag Berlin, Köln

Lebenslauf

Persönliches:

Werner Kühnel, geboren am 23.11.1943 in Teplitz-Schönau/Sudetenland

Eltern: Karl Kühnel, Fleischermeister / Gertrud Kühnel, geb. Naumann

Seit 1969 verheiratet mit Ilse Kühnel, geb. Stephan

2 Kinder

Schulbildung:

1949 - 1957 Volksschule in Cadolzburg und Nürnberg

1957 - 1960 Staatliche Mittelschule in Lauf/Pegnitz

Lehrzeit:

1960 - 1963 Rundfunkmechanikerlehre bei der Firma Metz in Fürth/Bay.

1963 Facharbeiterprüfung

Studium:

Ohm-Polytechnikum Nürnberg

1963 - 1966 Studium der Elektrotechnik, Fachrichtung Nachrichtentechnik

1966 Ingenieurprüfung

1966 - 1967 Isotopentechnischer Lehrgang nach EURATOM

Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

1970 - 1974 Studium der Elektrotechnik

1974 Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik
(Prof. Dr. W. Schüßler)

Beruf:

1967 Techn. Regierungsinspektoranwärter bei der Bundesanstalt für
Flugsicherung

1968 - 1970
u.seit 1975 Entwicklungsingenieur im Labor für Röntgengeneratoren
der Siemens AG., Unternehmensbereich Medizinische Technik

1977 Ernennung zum Labor-Gruppenführer

1981 Ernennung zum Labor-Gebietsleiter

Lehrtätigkeit:

seit 1976 Lehrbeauftragter für Regelungstechnik an der
Georg-Simon-Ohm-Fachhochschule Nürnberg

